



**André Daniel  
Araújo Santos**

**Transferência de Energia Sem Fios Dinâmica**

**Dynamic Wireless Power Transmisson (dWPT)**





**André Daniel  
Araújo Santos**

## **Dynamic Wireless Power Transmisson (dWPT)**

### **Transferência de energia sem fios dinâmica**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Prof. Dr. João Nuno Miguel Pimentel Da Silva Matos, Professor Associado do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro e sob a co-orientação científica do Doutor Nuno Miguel Gonçalves Borges de Carvalho, Professor Catedrático do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro.





**o júri / the jury**

presidente / president

**Prof. Dr. Pedro Miguel da Silva Cabral**

Professor Auxiliar do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (por delegação da Reitora da Universidade de Aveiro)

vogais / examiners committee

**Prof. Dr. Fernando Manuel Ascenso Fortes**

Professor Adjunto do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa (Arguente)

**Prof. Dr. João Nuno Miguel Pimentel Da Silva Matos**

Professor Associado do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro (orientador)



## agradecimentos / acknowledgements

Agradeço,

aos meus pais e irmã, pelo incentivo, pela paciência, pelo apoio incondicional, por todo o esforço e sacrifícios que fizeram, pelo contributo na superação dos obstáculos que surgiram ao longo deste percurso, por serem um pilar para mim, pelo amor desmedido.

a toda a família, em geral, por me ter incentivado a trilhar este caminho e pela motivação constante.

à Cristina Brito e à Jó, pela enorme paciência, pelo amparo e constante disponibilidade.

à Gisela, que sabe o quão importante é para mim, a força transmitida, a cooperação e, principalmente, o Amor demonstrado em todo o caminho que já percorremos.

ao Carlos Medeiros, um irmão ao longo desta jornada, pela ajuda e por todos os momentos bons e menos bons que passámos. Uma amizade que levo para a vida!

à Cláudia e à Amélia, pelas suas habilidades no Photoshop, que foram cruciais na melhoria das imagens apresentadas.

a todos os meus amigos da Universidade de Aveiro, pelo convívio, pelo companheirismo, pela força e apoio nos momentos mais penosos.

ao meu orientador Prof. João Nuno Matos, pelo conhecimento transmitido, pela absoluta disponibilidade, tanto no esclarecimento dúvidas, como na discussão de problemas. Um grande OBRIGADO!

ao Prof. Rui Escadas e ao colega Rui Chaves, pela ajuda preciosa na concretização prática deste trabalho, e ao Paulo Gonçalves, pelo apoio técnico.

Finalmente, um bem-haja à Universidade de Aveiro, ao Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática e ao Instituto de Telecomunicações.



## Palavras-chave

Transmissão de energia sem fios, Transmissão de energia indutiva, Transmissão de energia capacitiva, Transferência de energia dinâmica, Campo magnético, Campo elétrico, Carregamento do veículo elétrico

## Resumo

Num mundo tecnológico em constante evolução, os veículos elétricos têm sido um foco de grande investigação e desenvolvimento. As suas baterias são um dos principais alvos de estudo, dado que são o componente mais dispendioso do veículo. Para além de serem pesadas, têm, também, uma autonomia bastante limitada. Com o intuito de contribuir para ultrapassar estas barreiras tecnológicas, este trabalho pretende ser um contributo para o uso de campos eletromagnéticos com a finalidade de permitir o carregamento de veículos elétricos (em movimento).

Neste estudo, apresenta-se uma comparação entre a Tecnologia *Inductive Power Transmission* (Transmissão de energia indutiva) (IPT), que utiliza campos magnéticos para transferir energia, e a Tecnologia *Capacitive Power Transmission* (Transmissão de energia capacitiva) (CPT), que utiliza campos elétricos para a transferência da mesma. São, ainda, expostas as diversas vantagens, desvantagens e aplicações destes sistemas no quotidiano.

Uma vez que a distância entre o veículo e a estrada é considerável, o transmissor (colocado no solo) e o recetor (colocado no veículo) têm de permitir uma transferência de energia suficiente à carga. Uma possível estratégia é a implementação de circuitos de compensação (constituídos por bobinas e condensadores), assim como diferentes tipos de estrutura de acoplador, permitindo superar este obstáculo.

Apresenta-se uma proposta de implementação de um sistema Dinâmico de transferência de energia sem fios Capacitiva (dWPT). O transmissor é constituído por um par de placas de cobre, suportadas num dielétrico do tipo FR4, que permitirá transferir energia para o recetor, através de campos elétricos. Por sua vez, o recetor, também constituído por um par de placas de cobre, suportadas no mesmo tipo de dielétrico, mas de menor comprimento, deslocar-se-ão ao longo do transmissor, permitindo fornecer energia à bateria do veículo elétrico. Desenvolveu-se, ainda, um protótipo de simulação do sistema, assim como um retificador e inversor de alta frequência.

No futuro, será necessário reunir todas as condições de segurança necessárias que permitam testar este projeto num meio laboratorial, assim como uma otimização do mesmo, permitindo, desta forma, reduzir a tensão das placas, mantendo altas transferências de energia.



## Keywords

Wireless power transmission, Inductive power transmission, Capacitive power transmission, Dynamic power transfer, Magnetic field, Electric field, Electric vehicle charging

## Abstract

In an ever-evolving technologic world electric cars have been subject to major investigation and development. Car batteries are one of the biggest matter of study because of their expensive cost. To help overcome obstacles such as batteries weight and low autonomy, this paper aims to better understand the use of electromagnetic fields as a source of energy for vehicle charging.

In this study we compare two technologies - Inductive Power Transmission, which uses magnetic fields for energy transfer and Capacitive Power Transmission which uses electric fields for energy transfer. We analyze vantages, disadvantages and applications of this systems in everyday life.

Given that the distance between vehicle and the road is significant, the soil transmitter and the car receptor must allow enough energy transfer. One possible answer for this problem is the use of compensation circuits (build of coils and capacitors) as well as different types of coupling structures.

A proposal for the implementation of a “Dynamic Wireless Power Transmission Capacitive (dWPT)” is presented. The transmitter consists of a pair of copper plates, supported with a type FR4 dielectric, that will allow the transfer of energy to the receiver through electric fields. In turn, the receiver, consisting of a shorter length pair of copper plates, supported with the same dielectric, will move along the transmitter, allowing power to be supplied to the battery of the electric vehicle. A prototype simulation of the system was developed, as well as a high frequency inverter and rectifier.

In the future, it will be essential to meet all the necessary safety conditions that allow to test this project in a laboratory environment as well as an improvement of the system granting the reduction of the voltage across the plates while maintaining high transfers of energy.





# Índice

<b>Índice</b>	<b>i</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>iii</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>vii</b>
<b>Glossário</b>	<b>ix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação . . . . .	2
1.2 Objetivos . . . . .	3
1.3 Estrutura e Organização da Dissertação . . . . .	3
<b>2 Métodos de transferência de energia sem fios</b>	<b>5</b>
2.1 Acoplamento Indutivo . . . . .	5
2.2 Acoplamento Capacitivo . . . . .	9
<b>3 Tecnologia de transferência de energia sem fios Capacitiva (CPT)</b>	<b>13</b>
3.1 Interface de Acoplamento . . . . .	14
3.2 Eficiência de um sistema CPT . . . . .	16
3.3 Topologias de circuito de compensação . . . . .	18
3.3.1 Inversores de Ponte Completa . . . . .	18
3.3.1.1 Compensação Série L . . . . .	19
3.3.1.2 Compensação Série LC . . . . .	19
3.3.1.3 Compensação Série LCLC . . . . .	21
3.4 Estruturas de Acoplador Capacitivo . . . . .	23
3.4.1 Estrutura de 2 placas . . . . .	23
3.4.2 Estrutura horizontal de 4 placas . . . . .	24
3.4.3 Estrutura vertical de 4 placas . . . . .	29
3.4.4 Estrutura de 6 placas . . . . .	30
3.5 Sistema CPT Dinâmico . . . . .	31
<b>4 Projeto de um sistema CPT dinâmico</b>	<b>33</b>
4.1 Estrutura do acoplador . . . . .	33
4.1.1 Dimensões do Acoplador . . . . .	35
4.2 Topologia de Compensação . . . . .	38
4.3 Protótipo Experimental . . . . .	52

4.3.1	Inversor . . . . .	54
4.3.2	Retificador . . . . .	56
4.4	Validação experimental . . . . .	57
4.4.1	Inversor . . . . .	58
4.4.2	Retificador . . . . .	61
4.4.3	Observações . . . . .	63
<b>5</b>	<b>Conclusão</b>	<b>65</b>
5.1	Trabalho Futuro . . . . .	66
	<b>Bibliografia</b>	<b>67</b>

# Lista de Figuras

1.1	Distribuição da energia total consumida na União Europeia, por setores [3] . . .	2
2.1	<i>Michael Faraday</i> . . . . .	5
2.2	Regra da mão direita para definir o sentido do fluxo e da corrente elétrica [6]. .	6
2.3	Lei de <i>Lenz</i> aplicada a um íman em movimento com uma espira. (a) Aproximação do íman à espira. (b) Afastamento do íman à espira. . . . .	7
2.4	Princípio básico de um Acoplamento Indutivo. . . . .	7
2.5	Aplicação da tecnologia IPT às placas de indução. . . . .	8
2.6	Carregamento sem fios de dispositivos eletrônicos através de Acoplamento Indutivo [8]. . . . .	9
2.7	Princípio básico de um Acoplamento Capacitivo. . . . .	10
2.8	Carregamento estático de um veículo através de um <i>bumper</i> [20]. . . . .	11
2.9	Esquema simplificado do sistema CPT para o carregamento de veículos elétricos em movimento. . . . .	11
3.1	Princípio básico de um sistema CPT [12]. . . . .	13
3.2	Simplificação do sistema CPT [12]. . . . .	14
3.3	Representação das perdas de potência dos componentes de um sistema CPT. .	16
3.4	Topologia do circuito de compensação L. . . . .	19
3.5	Topologia do circuito de compensação LC. . . . .	20
3.6	Topologia do circuito de compensação LCL. . . . .	20
3.7	Topologia do circuito de compensação LCLC. . . . .	21
3.8	Topologia do circuito de compensação CLLC. . . . .	21
3.9	Topologia do circuito de compensação MxN LC. . . . .	22
3.10	Estrutura de um Acoplador Capacitivo de 2 placas. . . . .	23
3.11	Estrutura horizontal de um Acoplador Capacitivo de 4 placas. . . . .	24
3.12	Modelo do circuito das capacidades de acoplamento formadas pelo Acoplador Capacitivo. . . . .	25
3.13	Simplificação do modelo equivalente das capacidades de acoplamento formadas pelo Acoplador Capacitivo. (a) Modelo de 2 portos com 2 fontes de corrente dependentes. (b) Modelo em $\pi$ . . . . .	27
3.14	Modelo do circuito equivalente do Acoplador Capacitivo com Condensadores externos. . . . .	27
3.15	Modelo final do circuito equivalente do Acoplador Capacitivo com condensadores externos. . . . .	28

3.16	Estrutura vertical de 4 placas. (a) Estrutura e dimensionamento das placas. (b) Acoplador Capacitivo de 4 placas numa estrutura vertical. . . . .	29
3.17	Acoplamento capacitivo de 6 placas. . . . .	30
3.18	Estrutura de um sistema Dinâmico CPT. . . . .	31
4.1	Estrutura de um Acoplador Capacitivo para um sistema dinâmico. . . . .	33
4.2	Capacidades de acoplamento de um Acoplador Capacitivo dinâmico. . . . .	34
4.3	Simulação no <i>Software Maxwell</i> das capacidades equivalentes do Acoplador Capacitivo para diferentes posições de y de acordo com as dimensões do acoplador apresentadas na tabela 4.1. . . . .	35
4.4	Simulação de <i>Software Maxwell</i> das capacidades equivalentes do Acoplador Capacitivo para diferentes posições de x de acordo com as dimensões do acoplador apresentados na tabela 4.1. . . . .	36
4.5	Simulação das capacidades do Acoplador Capacitivo, assim como do coeficiente de acoplamento para diferentes posições de y, com o aumento da distância $d$ . . . . .	37
4.6	Topologia de compensação série L de um sistema CPT dinâmico. . . . .	38
4.7	Análise FHA de um sistema CPT com compensação Série L. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário. . . . .	39
4.8	Filtros ressonantes resultantes da análise realizada na Figura 4.7. (a) Alimentado pela fonte do lado primário. (b) Alimentado pela fonte do lado secundário. . . . .	40
4.9	Topologia de compensação do tipo LC de um sistema CPT dinâmico. . . . .	41
4.10	Análise FHA de um sistema CPT com compensação LC. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário. . . . .	41
4.11	Topologia de compensação do tipo LCLC de um sistema CPT dinâmico. . . . .	43
4.12	Análise FHA de um sistema CPT com compensação LCLC. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário. . . . .	44
4.13	Filtros ressonantes resultantes do Teorema da Sobreposição apenas alimentado pela fonte do lado primário. (a) Filtro CLC. (b) Filtro LC. . . . .	45
4.14	Filtros ressonantes resultantes do Teorema da Sobreposição apenas alimentado pela fonte do lado secundário. (a) Filtro LC. (b) Filtro CLC. . . . .	46
4.15	Topologia de compensação do tipo CLLC de um sistema CPT dinâmico. . . . .	48
4.16	Análise FHA de um sistema CPT com compensação CLLC. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário. . . . .	48
4.17	Filtros de ressonância resultantes da análise do sistema com topologia CLLC, a) e b) alimentado por ( $V_{in}$ ) e c) e d) alimentado por ( $V_{out}$ ). . . . .	49
4.18	Simulação das formas de onda obtidas no <i>Software LTspice</i> (a) Tensão e corrente de entrada. (b) Tensão e corrente de saída. . . . .	50
4.19	Simulação de <i>Software Maxwell</i> da distribuição do campo elétrico para um acoplador dinâmico. . . . .	52
4.20	Estrutura de suporte do Acoplador Capacitivo em 3D. . . . .	52
4.21	Estrutura de suporte do Acoplador Capacitivo. . . . .	53
4.22	Esquema que permite ilustrar de forma simplista todos os passos necessários para a implementação de um Inversor. . . . .	54

4.23	Esquema do circuito implementado do Inversor desenvolvido no <i>Software Eagle</i> .	54
4.24	Posicionamento dos componentes que constituem o inversor no PCB. . . . .	55
4.25	Layout obtido do Inversor através do <i>Software Eagle</i> . . . . .	56
4.26	Resultado final do PCB do Inversor desenvolvido. . . . .	56
4.27	Layout do Retificador desenvolvido através do <i>Software Eagle</i> . . . . .	57
4.28	Resultado final do PCB do Retificador desenvolvido. . . . .	57
4.29	Tempo da <i>gate</i> do <i>driver</i> para um decaimento rápido. . . . .	58
4.30	Simplificação do esquema de montagem do Inversor. . . . .	59
4.31	Resultados experimentais do inversor com um PWM de 50% a 1.5 MHz. (a) PWM à saída do micro-controlador. (b) PWM à saída do inversor. . . . .	60
4.32	Resultados experimentais do inversor com um PWM de 50% a 1 MHz, com um tempo morto de 180 ns. (a) PWM à saída do micro-controlador. (b) PWM à saída do inversor. . . . .	60
4.33	Resultados experimentais do inversor com um PWM de 50% a 1 MHz, com um tempo morto de 100 ns. (a) PWM à saída do micro-controlador. (b) PWM à saída do inversor. . . . .	61
4.34	Simplificação do esquema de montagem do retificador. . . . .	61
4.35	Resultados à saída do retificador de ponte completa de díodos. (a) tempo morto de 180 ns. (b) tempo morto de 100 ns. . . . .	62
4.36	<i>Setup</i> de simulação do Inversor. (1) micro-controlador; (2) retificador; (3) osciloscópio; (4) inversor; (5) fonte de alimentação. . . . .	62



# Lista de Tabelas

3.1	Comparação das diferentes topologias de compensação. * Na compensação LC, LCLC e CLLC $(1 - K_C^2) \approx 1$ . . . . .	22
4.1	Dimensões do Acoplador Capacitivo. . . . .	34
4.2	Valor das capacidades do Acoplador Capacitivo. . . . .	35
4.3	Especificações do sistema e valores dos parâmetros da topologia LC. . . . .	43
4.4	Especificações do sistema e valores dos parâmetros da topologia LCLC. . . . .	47
4.5	Especificações do sistema e valores dos parâmetros da topologia CLLC. . . . .	50
4.6	Tensão de Pico dos componentes do circuito LCLC. . . . .	51
4.7	Tensão eficaz em cada componente. . . . .	51
4.8	Lista de componentes da placa. . . . .	55





# Glossário

<b>CPT</b>	<i>Capacitive Power Transmission</i> (Transmissão de energia capacitiva)	<b>RF</b>	<i>Radio Frequency</i> (Radio frequência)
<b>EMI</b>	<i>electromagnetic interference</i> (interferência eletromagnética)	<b>RMS</b>	<i>Root mean Square</i> (Valor eficaz)
<b>FCC</b>	<i>Federal Communications Commission</i> (Comissão Federal de Comunicações)	<b>SI</b>	<i>International System of Units</i> (Sistema Internacional de Unidades)
<b>FEA</b>	<i>Finit Element Method</i> (Análise de elementos finitos)	<b>WPT</b>	<i>Wireless Power Transmission</i> (Transferência de energia sem fios)
<b>f.e.m</b>	<i>Electromotive force</i> (força eletromotriz induzida)	<b>AC</b>	<i>Alternating Current</i> (Corrente Alternada)
<b>FHA</b>	<i>First Harmonic Approximation</i> (Aproximação de primeira harmônica)	<b>DC</b>	<i>Direct current</i> (Corrente Contínua)
<b>IPT</b>	<i>Inductive Power Transmission</i> (Transmissão de energia indutiva)	<b>PWM</b>	<i>Pulse Width Modulation</i> (Modulação de Largura de Pulsos)
$K_C$	Coefficiente de Acoplamento Capacitivo	<b>PCB</b>	<i>Print Circuit Board</i> (Placa de Circuito Impresso)



# Capítulo 1

## Introdução

A *Wireless Power Transmission* (Transferência de energia sem fios) (WPT) é a transmissão de energia a partir de uma fonte elétrica para um recetor, sem haver conexão física ou sem usar condutores sólidos/metálicos. Esta tecnologia é bastante promissora para muitas aplicações industriais devido às suas vantagens em comparação com a conexão com fios, tais como a ausência de fios expostos e a facilidade de carregamento e transmissão de energia em condições ambientalmente adversas [1]. Soluções como a WPT aplicada ao carregamento de baterias para dispositivos eletrónicos é já uma realidade de utilização comum, no entanto a sua aplicação no carregamento, não só estático, como dinâmico (em movimento), de um veículo elétrico tem sido uma área de grande investigação e desenvolvimento [2].

Imagine-se a possibilidade de deslocação de um veículo elétrico em modo contínuo, sem ser necessário parar para recarregar a bateria. De forma simplificada, a energia seria transferida, sem fios, a partir da estrada para a bateria do veículo, enquanto este se movimenta. Seria possível tornar o processo mais sustentável se a energia fornecida fosse proveniente de fontes renováveis, como recursos eólicos ou solares. O facto de não ser fundamental parar para recarregar a bateria tornaria os veículos elétricos realmente autónomos.

Em termos de consumo de energia, o setor dos transportes é o mais preponderante, com uma percentagem de cerca de 33% [3], como se apresenta na Figura 1.1. Este consumo vai levar à produção de dióxido de carbono e outros gases com efeito de estufa, que são prejudiciais para a saúde humana, podendo também levar ao aquecimento global do planeta. Soluções ecológicas e de redução do consumo de combustível são dois temas de grande pesquisa e desenvolvimento industrial. Para minimizar o efeito de estufa causado pela emissão destes gases, muitos fabricantes do setor automóvel têm sido pressionados a desenvolver soluções com vista a reduzir o impacto ambiental e a economizar combustível, assim como alternativas inovadoras mais sustentáveis. Assim, surgem os veículos elétricos, que normalmente usam baterias de iões de lítio recarregáveis, como solução para superar estes obstáculos. Apesar de estarem disponíveis no mercado, estes veículos continuam bastante dependentes das suas baterias que são pesadas, dispendiosas e têm elevados tempos de carregamento e uma autonomia limitada.

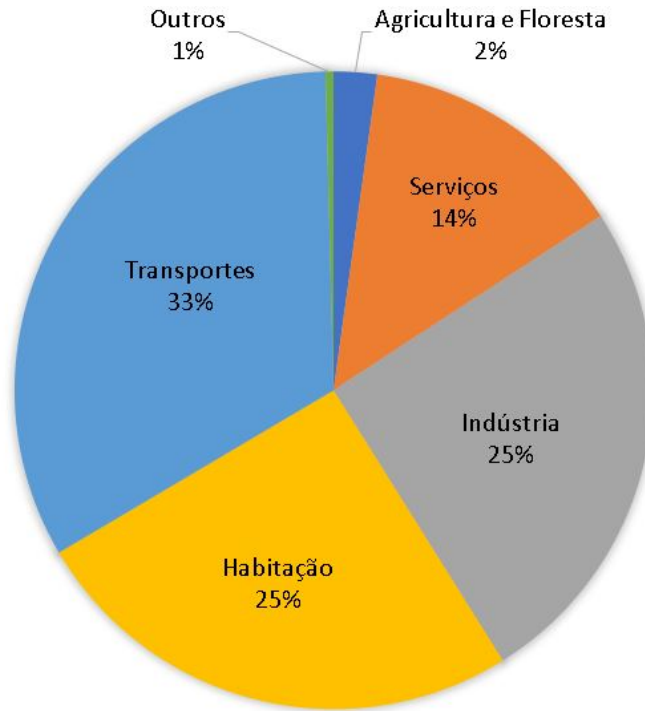


Figura 1.1: Distribuição da energia total consumida na União Europeia, por setores [3]

Para ultrapassar estas barreiras, surge a tecnologia de carregamento dinâmico que permite reduzir o tamanho das baterias e, conseqüentemente, o custo associado, facilitando a aceitação da tecnologia WPT.

No carregamento da bateria existem dois tipos de tecnologias que permitem a WPT:

- *Inductive Power Transmission* (Transmissão de energia indutiva) (IPT), que utiliza campos magnéticos para transferir energia;
- *Capacitive Power Transmission* (Transmissão de energia capacitiva) (CPT) que transfere energia através de campos elétricos.

Atualmente, já é possível encontrar diversas aplicações que utilizam o sistema IPT: o carregamento de *Gadgets* e as placas de indução são dois grandes exemplos. O acoplamento magnético é atualmente o método de WPT de eleição com uma presença forte na literatura e nas aplicações. Contudo, devido ao seu grande potencial, nomeadamente a eficiência, a distância, a simplicidade, o tamanho e a capacidade de transferência de potência, o Acoplamento Capacitivo surge como um método alternativo ao Acoplamento Indutivo. Sendo assim, uma parte da investigação começou a focar-se neste tipo de tecnologia, CPT, como alternativa para o carregamento dos veículos elétricos.

## 1.1 Motivação

Apesar de, atualmente, o carregamento de veículos elétricos se basear no carregamento estático, o enorme potencial da tecnologia CPT aplicada ao carregamento dinâmico, tem despertado o interesse da comunidade científica internacional.

Uma das principais vantagens deste tipo de tecnologia, pelo facto de proporcionar o carregamento do veículo elétrico em movimento, é a redução do peso e da dimensão das baterias e consequente diminuição do custo dos veículos. Esta tecnologia possibilita, similarmente, aumentar a autonomia destes veículos, evitando a necessidade recorrente de carregamentos estáticos, o que proporciona aos utilizadores uma maior independência e satisfação.

## **1.2 Objetivos**

O objetivo desta dissertação é o estudo e implementação de um sistema de transferência de energia sem fios capacitivo, com possível aplicação no carregamento dinâmico de veículos elétricos. Para a implementação deste sistema é necessário realizar um estudo mais aprofundado, de forma a permitir um aumento da potência do sistema, assim como um estudo da estrutura do acoplador a simular.

## **1.3 Estrutura e Organização da Dissertação**

Depois desta breve introdução, o capítulo seguinte aborda dois métodos de transferência de energia sem fios, em campos próximos (não radiantes), nomeadamente o Acoplamento Indutivo e o Acoplamento Capacitivo.

O Capítulo 3 explicita o funcionamento da tecnologia CPT, especificamente as topologias de circuito de compensação e estruturas do Acoplador Capacitivo. Apresenta também a aplicação desta tecnologia de forma dinâmica e inclui uma revisão bibliográfica do estado da arte deste campo.

No Capítulo 4 é descrito todo o processo inerente ao desenvolvimento de um sistema capacitivo de transferência de energia sem fios dinâmico, desde as topologias de compensação, estrutura do acoplador, retificador e inversor de alta frequência, assim como resultados de simulação. Neste capítulo, é ainda descrita a fase de testes, onde se apresentam todas as etapas realizadas para a construção do protótipo, assim como os resultados obtidos.

Finalmente, o Capítulo 5 sumaria as conclusões desta dissertação, apresentando indicações para trabalho futuro.



## Capítulo 2

# Métodos de transferência de energia sem fios

Recentemente, as técnicas de transferência de energia sem fios têm sido um tema de investigação de grande relevância. Neste capítulo, apresentam-se dois métodos distintos: o Acoplamento Indutivo e o Acoplamento Capacitivo.

### 2.1 Acoplamento Indutivo

A forma mais comum de transferência de energia sem fios foi descoberta por *Michael Faraday*, em 1831, sendo denominada de “Indução eletromagnética” [4].

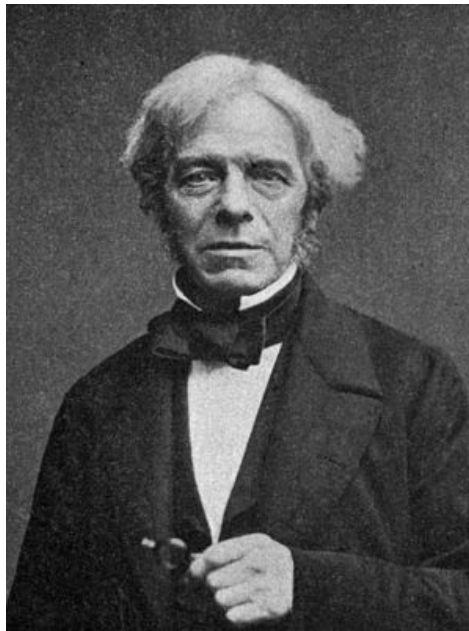


Figura 2.1: *Michael Faraday*.

*Faraday* descobriu este fenómeno quando, ao aproximar uma barra magnética de um circuito elétrico, surgiu uma corrente elétrica no circuito. Verificou, também, que o mesmo

acontecia se mantivesse o ímã fixo e movimentasse o circuito em direção a este [5].

Depois de realizar vários testes, definiu uma lei, conhecida como “Lei de *Faraday*” para explicar o fenômeno de indução eletromagnética. Esta lei anuncia que, quando houver variação do fluxo magnético através de um circuito, surgirá nele uma *Electromotive force* (força eletromotriz induzida) (f.e.m). No *International System of Units* (Sistema Internacional de Unidades) (SI), a unidade de medida da f.e.m é o volt (V), podendo ser representada pela letra  $e$  (ou  $E$ ) [5]. Matematicamente, a Lei de *Faraday* é expressa da seguinte forma

$$e = \frac{d\Phi_s}{dt}, \quad (2.1)$$

onde  $\Phi_s$ , representa o fluxo magnético do circuito e  $t$ , o tempo. Através da equação verifica-se que o valor da f.e.m na espira é igual à taxa de variação do fluxo magnético através dessa espira. Contudo a Lei de *Faraday* apenas permite calcular o valor da f.e.m, que é responsável pela corrente induzida no circuito, não sendo possível determinar o seu sentido [6].

Recorrendo à Lei de *Ampère*, é possível verificar o sentido do fluxo e da corrente elétrica sobre o circuito. Na prática, com o uso da mão direita, o polegar indicará o sentido da corrente elétrica que está a atravessar um fio, enquanto que os restantes dedos, ao cobrir o condutor por onde passa a corrente, indicarão o sentido das linhas de campo magnético, tal como demonstra a Figura 2.2.

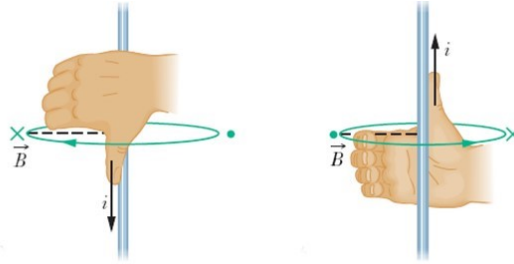


Figura 2.2: Regra da mão direita para definir o sentido do fluxo e da corrente elétrica [6].

Uma vez que a Lei de *Faraday* apenas ilustra a intensidade da f.e.m, em 1834, *Heinrich Lenz* definiu a Lei de *Lenz*, que é uma consequência da conservação de energia aplicada à indução eletromagnética, que nos diz a direção por onde a corrente fluirá. Esta lei estabelece que o sentido do campo magnético produzido pela corrente induzida é contrário à variação do fluxo magnético que lhe deu origem, isto é, se o fluxo magnético aumentar, será gerada no circuito uma corrente induzida que criará um campo magnético induzido em sentido oposto ao do campo magnético original [6].

Esta lei é muitas vezes explicada através do movimento de um ímã em relação a uma espira, tendo por base a lei de conservação de energia. Quando o ímã se aproxima da espira, ocorre um aumento do fluxo magnético através da espira, durante um intervalo de tempo. Desta forma, gera-se uma corrente induzida na espira que irá criar um campo magnético com sentido contrário ao campo gerado pelo ímã, de forma a anular esse aumento (Figura 2.3a). Por outro lado, quando o ímã se afasta da espira, ocorre uma diminuição do fluxo magnético através dela. Assim sendo, a corrente induzida gerará um campo magnético no mesmo sentido do campo magnético do ímã, impedindo que ocorra a redução do fluxo (Figura 2.3b).



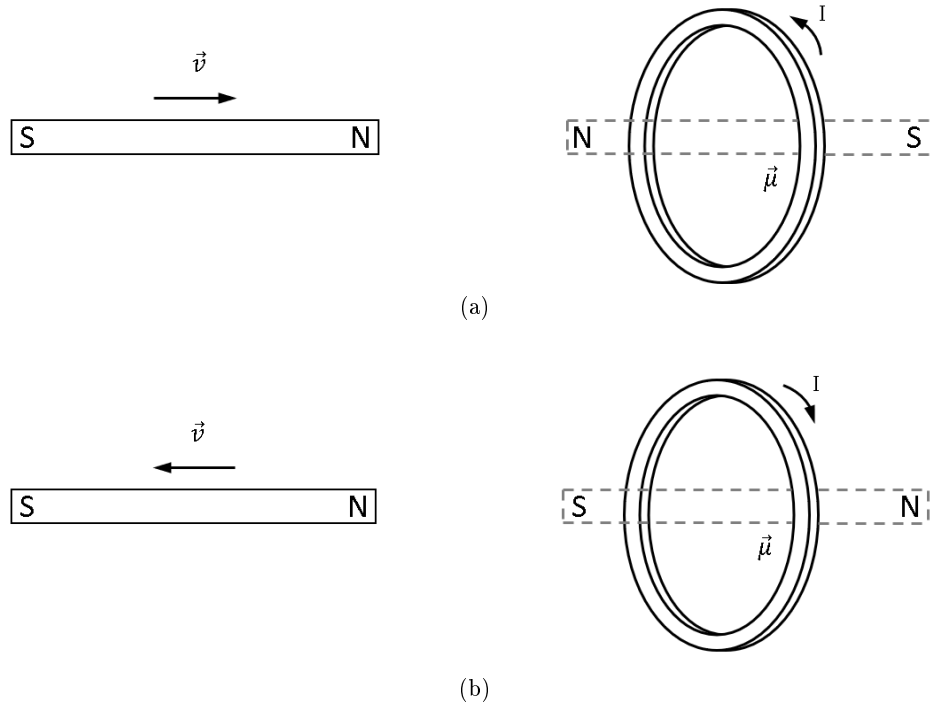


Figura 2.3: Lei de *Lenz* aplicada a um ímã em movimento com uma espira. (a) Aproximação do ímã à espira. (b) Afastamento do ímã à espira.

Matematicamente, foi incluído um sinal negativo à Lei de *Faraday*

$$e = \frac{-d\Phi_s}{dt}. \quad (2.2)$$

Na prática, o sistema é baseado em duas bobinas, uma transmissora e outra recetora. Ao colocar uma bobina recetora junto à transmissora, é gerado um campo magnético variável no tempo. Em regra geral, designa-se Acoplamento Indutivo ao acoplamento entre duas bobinas.

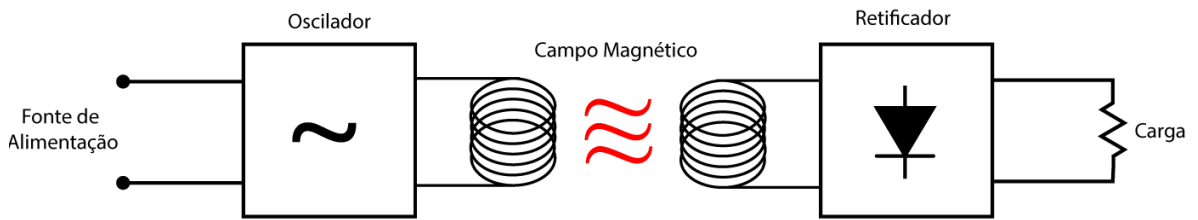


Figura 2.4: Princípio básico de um Acoplamento Indutivo.

A limitação mais decisiva deste tipo de acoplamento deve-se à distância entre a bobina transmissora e recetora. À medida que a distância entre as bobinas aumenta, a quantidade de fluxo que é gerado entre as bobinas diminui drasticamente, diminuindo a tensão induzida. É necessário, apenas, que as bobinas estejam afastadas alguns milímetros para que o Acoplamento Indutivo fique a zero. Desta forma, apenas se consegue uma maior tensão induzida, quando as duas bobinas são de tamanhos bastante semelhantes e quando estas estão devidamente próximas e alinhadas [5].

Outra limitação que surge nesta técnica é o facto de os campos magnéticos gerarem perdas de correntes parasitas nos metais próximos, causando um aumento significativo de temperatura, tornando o sistema perigoso na prática [7]. Ainda assim, hoje em dia, esta tecnologia está de tal modo desenvolvida que já começa a ser parte integrante do nosso quotidiano.



Figura 2.5: Aplicação da tecnologia IPT às placas de indução.

As placas de indução são um exemplo prático da utilização deste tipo de tecnologia [4, 5]. Estas são compostas por uma placa que contém uma ou mais bobinas de material ferromagnético. Quando uma corrente alternada atravessa as bobinas, é gerado um campo magnético com a mesma frequência. No momento em que é colocado um “tacho” magnético sobre a placa, o campo magnético induz uma corrente sobre ele. A resistência interna do “tacho” permite que todo o calor seja transferido apenas para o mesmo, evitando assim grandes desperdícios. A transferência de energia termina no instante em que o “tacho” é retirado da placa.

Desta forma, as placas de indução tornam-se mais rápidas, mais seguras (se uma pessoa colocar a mão numa placa de indução ligada não se queimará), mais controláveis e mais eficientes em termos energéticos que os fogões tradicionais [4].

Recentemente, surgiu uma nova aplicação desta técnica para o carregamento sem fios das baterias dos *smartphones*, *smartwatches* e *tablets* [4, 5]. É possível encontrar modelos de acessórios de carregamentos sem fios tão avançados que nos permite carregar mais que um equipamento em simultâneo. É necessário que o equipamento que se pretende carregar já seja dotado deste tipo de tecnologia, tal como acontece com os novos modelos topo de gama de *smartphones*. Diversas marcas, como, *Huawei*, *Samsung*, *Apple*, entre outras, já possuem no mercado diversos *smartphones* e *smartwatches* que permitem usufruir deste tipo de tecnologia, sendo exemplo alguns dos novos modelos apresentados pelas marcas, o *Iphone X*, *Xs* e *Xs Max*, o *Samsung S9*, *S9 Plus* e *Note 9*.



Figura 2.6: Carregamento sem fios de dispositivos eletrônicos através de Acoplamento Indutivo [8].

O modo de funcionamento do carregamento sem fios dos dispositivos eletrônicos através de Acoplamento Indutivo é relativamente simples [9]. É necessário ligar a unidade de carregamento a uma fonte de alimentação convencional, que possui uma pequena bobina no seu interior, que funciona como transmissor. Ao colocar um *smartphone* perto da unidade de carregamento, a bobina transmissora induzirá uma corrente alternada para uma bobina recetora, localizada no interior do *smartphone*, produzindo um campo magnético e carregando assim a bateria do mesmo. No setor automóvel, algumas marcas já começaram a introduzir este “extra” nos seus veículos, permitindo o carregamento dos seus equipamentos num compartimento da viatura equipado deste tipo de tecnologia.

Visto que os sistemas indutivos utilizam campos magnéticos para transferência de energia e, uma vez que estes campos geram perdas de correntes parasitas nos metais próximos, é gerado um aumento significativo de temperatura [10]. Este facto torna este sistema pouco seguro na prática, não sendo, assim, aconselhado para aplicações de carregamento de baterias de veículos elétricos. De forma a assegurar os requisitos de segurança da *Federal Communications Commission* (Comissão Federal de Comunicações) (FCC) (Agência responsável pelos limites de recomendação para exposição humana a campos eletromagnéticos de *Radio Frequency* (Radio frequência) (RF) [4]) e a limitar as perdas de alta frequência no material de ferrite (que serve de orientação e proteção de fluxo magnético), a frequência de operação, neste tipo de sistemas, está limitada entre algumas centenas de kHz a poucos MHz, necessitando de grandes bobinas que comprometerão a densidade de transferência de energia [4, 11].

Apesar de o Acoplamento Capacitivo ser considerado para curtas distâncias, cerca de 1mm [10], nos dias que correm, mostra-se como um sistema alternativo ao indutivo.

## 2.2 Acoplamento Capacitivo

No Acoplamento Capacitivo, a transferência de energia é feita utilizando pelo menos um par de placas metálicas separadas por uma certa distância  $d$ , tal como demonstra a Figura

2.7.

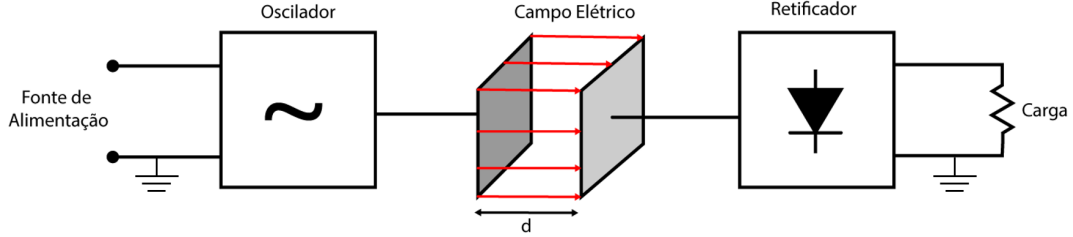


Figura 2.7: Princípio básico de um Acoplamento Capacitivo.

Assumindo uma pequena distância entre as placas, a capacidade  $C$ , entre cada par de placas, comporta-se como um simples condensador de placas paralelas, logo

$$C = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A}{d}, \quad (2.3)$$

onde  $\epsilon_r$  representa a permissividade relativa do isolante utilizado,  $\epsilon_0$  a permissividade do vácuo e  $A$ , a área das placas.

Comparativamente ao Acoplamento Indutivo, o Acoplamento Capacitivo apresenta algumas vantagens, nomeadamente o custo reduzido (visto que as bobinas utilizam fios de Litz, que são bastante dispendiosos); a operação de alta frequência; a redução de perdas de correntes parasitas em metais próximos, sendo este um facto particularmente importante em níveis de potência mais elevado, tornando o sistema bastante vantajoso quando for instalado perto de componentes sensíveis à temperatura (como é o caso das baterias). Além disso possui, boa capacidade de desalinhamento e boa flexibilidade no *design* das placas, sendo possível adequar diferentes formas de projeção de acordo com o local onde vão ser instaladas. Dado que estas placas são “*better-constrained in space*” [11], produzem menos *electromagnetic interference* (interferência eletromagnética) (EMI) que os Acoplamentos Indutivos [10–12].

Inicialmente, a maior parte do estudo deste tipo de sistema foi realizado para aplicações de baixa potência e de pequena separação entre placas, tais como circuitos integrados [13], dispositivos biomédicos [14, 15], implementação de implantes, iluminação de leds [16] e carregamento de baterias de robôs e drones [17, 18].

Contudo em [19], apresenta alguns estudos onde se conseguiram obter níveis de potência perto dos  $kW$ , permitindo o uso deste tipo de tecnologia em áreas de alta potência, como a excitação síncrona de máquinas.



Figura 2.8: Carregamento estático de um veículo através de um *bumper* [20].

Recentemente, este tipo de tecnologia tem sido bastante estudado tendo em vista o carregamento, não só estático (Figura 2.8), mas também dinâmico (em movimento (Figura 2.9)), das baterias de carros elétricos [20–27].

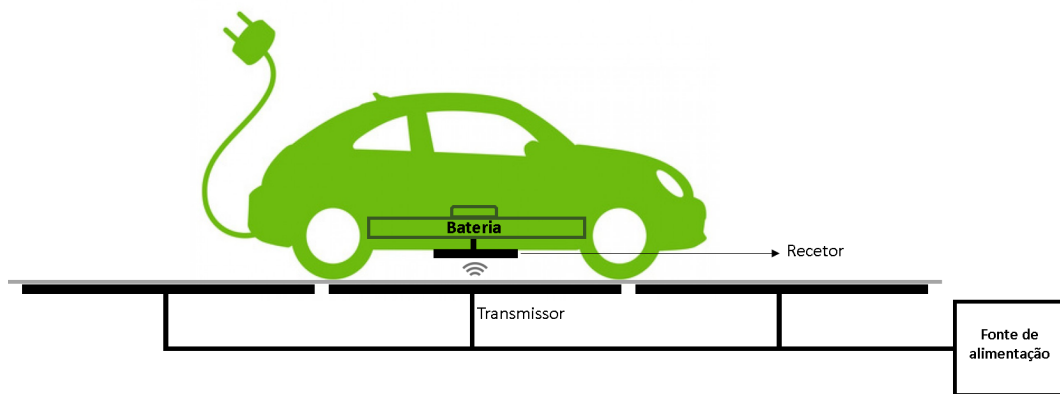


Figura 2.9: Esquema simplificado do sistema CPT para o carregamento de veículos elétricos em movimento.

Sendo o objetivo deste projeto o carregamento de veículos elétricos e, uma vez que existe uma grande distância entre as placas e um fraco acoplamento, é necessário fazer um estudo mais aprofundado em relação aos circuitos de compensação e estruturas do acoplador, de forma a obter uma boa eficiência do sistema. Este tópico será apresentado no capítulo seguinte, o Capítulo 3.



## Capítulo 3

# Tecnologia de transferência de energia sem fios Capacitiva (CPT)

A tecnologia CPT tem surgido como alternativa à tecnologia IPT, utilizando campos elétricos para transferir energia, em vez de campos magnéticos.

Um sistema básico CPT possui, no lado primário, uma fonte de alimentação, que, com o auxílio de um circuito auxiliar primário, converte a energia elétrica *Direct current* (Corrente Contínua) (DC) (de forma a excitar o transmissor), em campos elétricos. De seguida, o campo elétrico faz com que uma corrente se desloque do transmissor para o recetor, permitindo a transferência de energia.

No lado secundário, com o apoio de um circuito auxiliar secundário, os campos elétricos transferidos pelo transmissor serão novamente convertidos em energia de forma a alimentar uma carga, podendo corresponder a uma resistência ou, no caso dos veículos elétricos, a uma bateria.

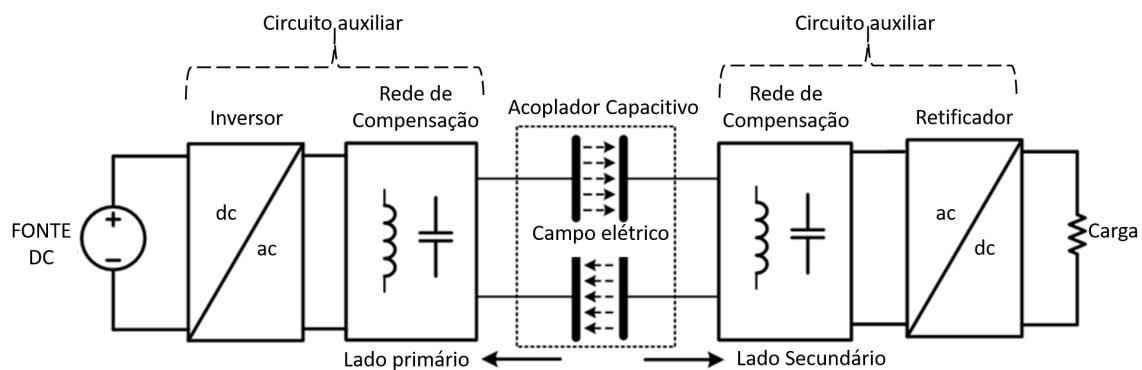


Figura 3.1: Princípio básico de um sistema CPT [12].

Neste sistema, o transmissor e o recetor são constituídos por 1 ou mais pares de placas metálicas de maneira a fornecer um fluxo de energia ao circuito.

Os circuitos auxiliares são normalmente constituídos por conversores de energia elétrica (inversores e retificadores) e por circuitos de compensação (geralmente constituídos por bobinas e condensadores), como apresenta a Figura 3.1.

Tal como foi demonstrado na secção 2.2 do Capítulo 2, pela Equação 2.3, a capacidade

do acoplador depende da permissividade do meio, da área das placas e da distância entre as mesmas. Em aplicações de grande distância entre as placas e, visto que a permissividade do vácuo é relativamente pequena, cerca de  $8.85 \times 10^{-12}$  F/m, a capacidade de acoplamento será limitada. Desta forma, surgem as topologias de compensação para produzir altas tensões nas placas de modo a criar campos elétricos suficientes para aumentar a transferência de energia do sistema. O estudo das topologias de compensação será abordado mais aprofundadamente na secção 3.3 deste capítulo.

### 3.1 Interface de Acoplamento

Num sistema CPT, a interface de acoplamento é formada por múltiplas capacidades de acoplamento entre as placas, o que torna o sistema bastante complexo de analisar. Com o objetivo de simplificar a análise da interface, o Acoplador Capacitivo é normalmente representado por uma rede de 2 portos com 2 fontes de corrente dependentes, tal como demonstra a Figura 3.2.

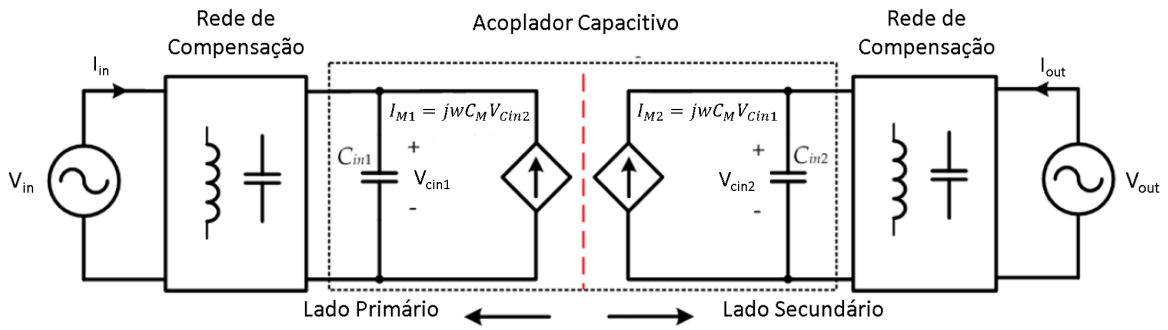


Figura 3.2: Simplificação do sistema CPT [12].

O Acoplador Capacitivo é constituído por duas capacidades equivalentes do lado primário e secundário, também designadas como auto capacidades equivalentes, representadas por  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , respetivamente, e uma capacidade equivalente mútua representada por  $C_M$ . Na entrada e na saída do sistema vamos ter duas tensões sinusoidais, representadas por fasores  $V_{in}$  e  $V_{out}$  e por duas correntes, representadas por fasores  $I_{in}$  e  $I_{out}$ .

O Coeficiente de Acoplamento Capacitivo ( $K_C$ ) é então definido como

$$K_c = \frac{C_M}{\sqrt{C_{in1}C_{in2}}}. \quad (3.1)$$

O processo de simplificação, de forma a obter as capacidades equivalentes, assim como o modelo equivalente, é demonstrado detalhadamente na secção 3.4.2 deste capítulo.

De acordo com a Figura 3.2, é possível calcular a potência do sistema. Sendo  $I_{M1}$  e  $I_{M2}$  duas fontes de corrente resultantes da simplificação do Acoplador Capacitivo, a potência complexa  $S_{M1}$  absorvida pela fonte de corrente  $I_{M1}$  pode ser representada por

$$S_{M1} = P_{M1} + jQ_{M1} = V_{C_{in1}} \cdot (-I_{M1})^* = V_{C_{in1}} \cdot (-jwC_M V_{C_{in2}})^*, \quad (3.2)$$



onde  $V_{C_{in1}}$  e  $V_{C_{in2}}$  representam as tensões primárias e secundárias aplicadas nas capacidades  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , respectivamente,  $*$  representa o conjugado complexo e  $w = 2\pi.f_{sw}$ , sendo  $f_{sw}$  a frequência de operação.

Sendo  $S_{M1}$  uma potência complexa,  $P_{M1}$  representa a parte real e  $Q_{M1}$  a parte imaginária.

Considerando a tensão primária  $V_{C_{in1}}$  como referência e a diferença de fase de  $V_{C_{in2}}$  definida como  $\theta$ , a tensão  $V_{C_{in2}}$  é expressa como

$$V_{C_{in2}} = |V_{C_{in2}}| \cdot (\cos \theta + j \sin \theta). \quad (3.3)$$

Reescrevendo a potência complexa  $S_{M1}$ , da seguinte forma,

$$S_{M1} = wC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \sin \theta + jwC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \cos \theta. \quad (3.4)$$

Assim sendo, a potência ativa e a potência reativa, representadas pelas letras  $P_{M1}$  e  $Q_{M1}$ , respectivamente, são expressas da seguinte forma,

$$\begin{cases} P_{M1} = wC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \sin \theta \\ Q_{M1} = wC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (3.5)$$

No lado do recetor, a potência complexa é representada por  $S_{M2}$  e absorvida pela fonte de corrente do lado secundário  $I_{M2}$ , podendo ser expressa como

$$S_{M2} = P_{M2} + jQ_{M2} = V_{C_{in2}} \cdot (I_{M2})^* = V_{C_{in2}} \cdot (jwC_M V_{C_{in1}})^*. \quad (3.6)$$

Realizando uma análise semelhante, a potência complexa do lado secundário pode ser expressa como

$$S_{M2} = wC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \sin \theta - jwC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \cos \theta. \quad (3.7)$$

onde a potência ativa e reativa provenientes da fonte de corrente  $I_{M2}$  são expressas por

$$\begin{cases} P_{M2} = wC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \sin \theta \\ Q_{M2} = -wC_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}| \cdot \cos \theta. \end{cases} \quad (3.8)$$

Através das equações 3.5 e 3.8, conclui-se que a potência ativa do lado primário é igual à potência ativa do lado secundário, ou seja,  $P_M = P_{M1} = P_{M2}$ , o que é consistente com a lei universal da conservação de energia (a energia total num sistema isolado permanece constante). Contudo, a potência reativa do lado primário e do lado secundário são simétricas, podendo concluir-se que  $Q_M = Q_{M1} = -Q_{M2}$ . Desta forma o módulo da potência complexa pode ser representado por  $|S_M| = |S_{M1}| = |S_{M2}|$ .

Pode também verificar-se que, através das equações 3.4 e 3.7, se obtém um máximo de potência quando  $\theta$  for projetado próximo dos  $90^\circ$ . Deste modo, a potência reativa do sistema é reduzida a zero, assim como a perda de condução correspondente é minimizada [12]. Deste modo, a potência do sistema é expressa da seguinte forma,

$$P = w \cdot C_M \cdot |V_{C_{in1}}| \cdot |V_{C_{in2}}|. \quad (3.9)$$

Visto que a potência do sistema é proporcional à tensão das placas e à frequência de operação ( $\omega = 2\pi.f_{sw}$ ), é possível aumentar os parâmetros da mesma de forma a alcançar alta transferência de energia. Porém, para obter potências na ordem dos  $kW$ , é necessário

aumentar as tensões das placas para níveis de  $kV$ , podendo gerar linhas de campo elétrico prejudiciais à saúde humana, tanto do condutor como dos passageiros [28]. Aumentar a frequência de operação do sistema também permitirá atingir maiores valores de transferência de energia, assim como reduzirá a tensão de pico nas placas. No entanto, a interface de acoplamento possui componentes que são sensíveis à frequência, como também o sistema possui dispositivos eletrônicos, nomeadamente, inversores e retificadores, aos quais é necessário prestar uma especial atenção. Com o aumento da frequência o sistema terá tendência a sofrer problemas de EMI [29].

É preciso ter em conta que a potência apresentada na Equação 3.9, sofrerá alterações depois de adicionar os circuitos de compensação.

Tal como foi evidenciado no capítulo anterior, a distância de transferência de energia nos sistemas CPT é geralmente 1 mm, o que é bastante inferior à distância entre o solo e o veículo elétrico. Deste modo, surgem os circuitos auxiliares com o objetivo de tornar o sistema ressonante, permitindo aumentar a distância, assim como o aumento da tensão das placas para transferir uma potência suficiente à carga.

### 3.2 Eficiência de um sistema CPT

Num sistema CPT, essencialmente de longa distância e de fraco acoplamento, tal como acontece no carregamento de veículos elétricos, é importante otimizar a eficiência do sistema permitindo manter uma transferência de energia efetiva.

Desta forma, é colocada uma indutância, em paralelo, do lado primário e outra do lado secundário, criando um circuito ressonante com o Acoplador Capacitivo. No entanto, para o cálculo da mesma é necessário ter em conta as perdas de potência dos componentes do circuito ressonante, dando origem à configuração apresentada na Figura 3.3.

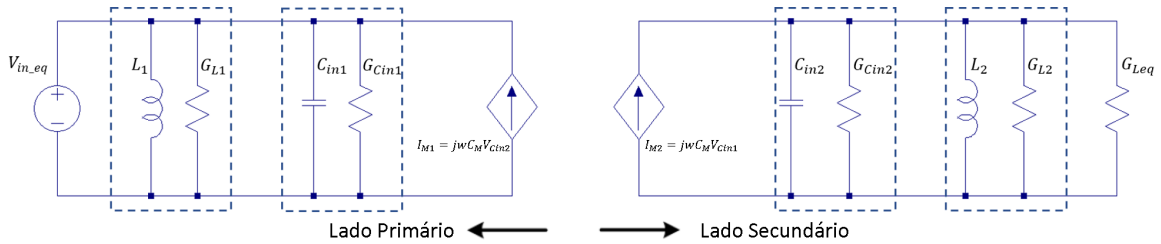


Figura 3.3: Representação das perdas de potência dos componentes de um sistema CPT.

As perdas de potência dos componentes ressonantes são representadas pelas condutâncias ( $G_{L1}, G_{Cin1}, G_{Cin2}$  e  $G_{L2}$ ) e conectadas em paralelo. Assim sendo, considerando as perdas de cada componente ressonante, ou seja, não considerando as perdas dos conversores eletrônicos (nomeadamente, os inversores e retificadores) a eficiência do sistema é representada da seguinte forma,

$$\eta = \frac{|V_{Cin2}|^2 G_{Leq}}{|V_{Cin1}|^2 G_1 + |V_{Cin2}|^2 G_2 + |V_{Cin2}|^2 G_{Leq}}, \quad (3.10)$$

onde  $G_1$  e  $G_2$  são definidos como

$$\begin{cases} G_1 = G_{L1} + G_{Cin1} \\ G_2 = G_{L2} + G_{Cin2}. \end{cases} \quad (3.11)$$

Dado que os componentes do circuito estão conectados em paralelo, pela lei dos nós, pode considerar-se que a corrente,  $I_{M2}$ , é igual à soma das correntes que passam em cada componente ressonante do circuito, no lado secundário, ou seja,

$$I_{M2} = jwC_M V_{Cin1} = (G_2 + G_{Leq}) \cdot V_{Cin2}. \quad (3.12)$$

Através da igualdade em 3.12 é possível reescrever a eficiência da seguinte forma,

$$\eta = \frac{1}{\frac{(G_2 + G_{Leq})^2}{w^2 C_M^2} \cdot \frac{G_1}{G_{Leq}} + \frac{G_2}{G_{Leq}} + 1}. \quad (3.13)$$

Deste modo, é possível simplificar a equação da eficiência através das equações 3.1 e 3.13,

$$\eta = \frac{1}{\frac{\alpha + \frac{1}{\alpha} + 2}{K_C^2 Q_1 Q_2} + \frac{1}{\alpha} + 1}, \quad (3.14)$$

onde  $Q_1$  e  $Q_2$  correspondem aos fatores de qualidade do lado primário e secundário dos circuitos ressonantes e  $\alpha$  à razão de carga, que são dados por

$$\begin{cases} Q_1 = (w \cdot C_{in1}) / G_1 \\ Q_2 = (w \cdot C_{in2}) / G_2. \\ \alpha = (G_{Leq}) / G_2 \end{cases} \quad (3.15)$$

De acordo com a Equação 3.14, existe uma condição de carga máxima  $\alpha_{max}$ , dada por,

$$\alpha_{max} = \sqrt{1 + K_C^2 Q_1 Q_2}, \quad (3.16)$$

resultando numa eficiência máxima  $\eta_{max}$ , dada por,

$$\eta_{max} = \frac{K_C^2 Q_1 Q_2}{\left(1 + \sqrt{K_C^2 Q_1 Q_2}\right)^2}. \quad (3.17)$$

Desta forma, é possível verificar que a eficiência aumenta com o aumento do  $K_C$  e do fator de qualidade, existindo uma eficiência máxima que se relaciona com a condição de carga,  $\alpha$ , para um certo valor de  $K_C Q$  [12, 30].

Apesar das aplicações de longa distância e fraco acoplamento apresentarem um  $K_C$  limitado, é possível obter uma alta eficiência, desde que o valor de  $Q$  dos componentes ressoantes seja suficientemente alto [12]. Um fator  $Q$  elevado indica uma menor taxa de perda de energia em relação à energia armazenada. Portanto, na implementação de um sistema, é necessário ter em atenção o fator de qualidade dos componentes ressonantes do circuito para obter uma boa eficiência.

É preciso salientar que a análise efetuada pode ser considerada uma forma geral para avaliar o desempenho do sistema e estimar a maior eficiência de transferência de energia possível. No entanto, esta sofrerá alterações quando forem adicionadas ao circuito diferentes redes de compensação.

### 3.3 Topologias de circuito de compensação

Existem diferentes tipos de topologias de compensação que permitem formar um sistema CPT. Estas definem a capacidade, a eficiência e a energia que é possível ser transferida no sistema.

Os circuitos de compensação devem ser capazes de ajudar as capacidades de acoplamento a atingir a ressonância, assim como permitir aumentar a tensão nas placas de metal que formam o acoplador, com o objetivo de transferir altas potências.

Além disso, para o sistema obter uma boa eficiência, é necessário que os circuitos de compensação permitam alcançar um alto  $K_C$ . Para aplicações práticas, o circuito deve ser robusto para aguentar a frequência de operação e as variações dos parâmetros do sistema.

Existem dois tipos de topologias de compensação que podem ser considerados para realizar um sistema CPT, tais como as topologias não ressonantes, constituídas por conversores *Pulse Width Modulation* (Modulação de Largura de Pulsos) (PWM) (tais como Buck, Boost, Buck-Boost, Cuk, Sepic e Zeta [inverso do Sepic]) e as topologias ressonantes, constituídas por Amplificadores de Potência e Inversores de Ponte Completa.

Nas topologias não ressonantes é necessário que as capacidades de acoplamento sejam relativamente elevadas para armazenar energia, geralmente na faixa dos 10 *nanofarad*, e a distância entre as placas do acoplador seja inferior a 1 mm [10]. Assim sendo, o sistema CPT, baseado num conversor PWM, é apenas adequado em aplicações de curta distância. Outra desvantagem desta topologia é possuir apenas um interruptor ativo no circuito, estando o nível de potência do sistema CPT limitado ao desempenho deste interruptor [31].

Nas topologias baseadas em amplificadores de potência, é possível encontrar diversas classes de amplificadores capazes de realizar um sistema CPT, tais como classe D, F, sendo o mais comum o de classe E [31]. Estas podem ser combinadas com circuitos ressonantes, permitindo aumentar a energia transferida no sistema [32, 33]. Uma vez que os amplificadores de potência permitem um funcionamento a frequências extremamente elevadas, é possível reduzir o valor das indutâncias do circuito, assim como, aumentar a capacidade de transferência de energia no sistema. Esta topologia permite, assim, um aumento da distância de transferência de energia. No entanto, esta é sensível às variações de parâmetros causadas pelo desalinhamento das placas, tornando-o inapropriado para diversas aplicações. Como as capacidades de acoplamento encontram-se em série no circuito, pelo que, se ocorrer um desalinhamento das placas, estas podem diminuir drasticamente, o que pode afetar as ressonâncias do circuito, podendo reduzir da mesma forma a potência do sistema. Além disso, como geralmente nas classes D, E e F, apenas existe um interruptor ativo no amplificador de potência, torna-se desafiante aumentar a potência do sistema.

Deste modo, surgem as topologias baseadas em Inversores de Ponte Completa como alternativa de implementação a um sistema CPT de longa distância e fraco acoplamento.

#### 3.3.1 Inversores de Ponte Completa

A topologia baseada em inversores de ponte completa é a topologia mais citada na literatura sobre o carregamento de veículos elétricos.

É constituída, no lado primário, por um inversor de ponte completa, geralmente constituído por 4 *MOSFET's*, que converte uma tensão DC em *Alternating Current* (Corrente Alternada) (AC) para fornecer uma excitação de corrente alternada ao circuito ressonante. No lado secundário, existe um retificador de díodos que irá converter a tensão AC em DC de modo a

fornecer uma corrente contínua à carga [34].

Para ajudar a realizar a transferência de energia são adicionados ao sistema circuitos de compensação. Nesta secção serão abordadas topologias de compensação do tipo Série  $L$ ,  $LC$ ,  $LCL$ ,  $LCLC$  e  $CLLC$ .

### 3.3.1.1 Compensação Série L

A Compensação Série L corresponde ao tipo de compensação mais simples composta apenas por duas bobinas em série com o Acoplador Capacitivo. Uma bobina é colocada no lado primário e outra no lado secundário, tal como demonstra a Figura 3.4. O uso destas bobinas no circuito tem como objetivo, criar um circuito ressonante com as capacidades vistas de entrada do Acoplador Capacitivo, de forma a aumentar a tensão nas placas, resultando num aumento de transferência de energia no sistema [30].

O valor da bobina e a frequência de ressonância são determinados pelas capacidades resultantes do Acoplador Capacitivo. Geralmente, para reduzir o tamanho e volume da bobina, é necessário aumentar a frequência de ressonância.

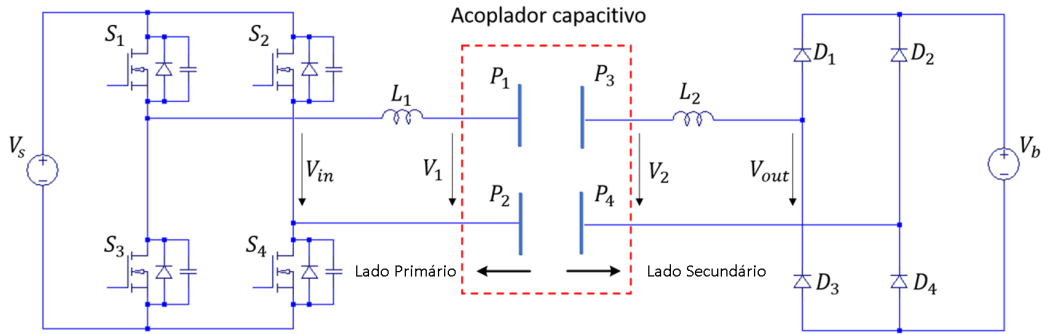


Figura 3.4: Topologia do circuito de compensação L.

Este tipo de compensação é um sistema bastante simples que pode ser utilizado em aplicações de baixa e alta potência, no entanto, possui algumas desvantagens. É, pois, sensível a variações de parâmetros, depende das indutâncias das bobinas  $L_1$  e  $L_2$  colocadas no sistema e é bastante sensível ao desalinhamento das placas [35].

No caso do carregamento de veículos elétricos que implica uma longa distância e alta potência, as bobinas serão bastante elevadas ou a frequência de ressonância terá que ser de tal forma elevada que permita transferir energia suficiente ao sistema.

### 3.3.1.2 Compensação Série LC

Em cenários de aplicações de longa distância e de alta potência, como o caso do carregamento de veículos elétricos, as capacidades de acoplamento são extremamente pequenas, o que dificulta bastante a transferência de potência.

Assim sendo, uma das soluções propostas para aumentar as auto capacidades internas equivalentes de acoplamento passa por introduzir no sistema dois condensadores externos em paralelo, dando origem ao circuito de compensação LC [30, 36].

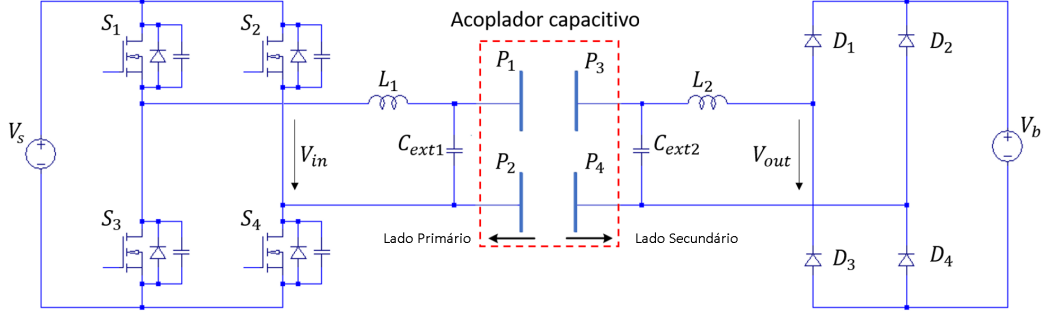


Figura 3.5: Topologia do circuito de compensação LC.

As capacidades dos condensadores externos,  $C_{ext1}$  e  $C_{ext2}$ , regra geral, são superiores aos condensadores de auto acoplamento equivalentes do lado primário e secundário. Estes, em conjunto com as bobinas do sistema,  $L_1$  e  $L_2$ , vão criar um circuito ressonante [30, 36].

Com o aumento das auto capacidades equivalentes do sistema, as indutâncias de  $L_1$  e  $L_2$  vão diminuir, assim como o seu tamanho e volume.

Uma vez que as capacidades de acoplamento são bastante reduzidas, as suas variações não terão uma influência significativa nas ressonâncias do circuito, permitindo manter o desempenho do sistema [12].

No entanto, a topologia LC apresenta também diversas desvantagens, nomeadamente o aumento da potência do sistema, visto que é inversamente proporcional ao coeficiente de acoplamento, que diminui. Contudo, como o rendimento é diretamente proporcional ao  $K_C$ , diminui [30]. Concluindo, não parece ser possível melhorar o rendimento através da otimização dos parâmetros do circuito, visto que a potência está relacionada com o  $K_C$ .

Contudo, para obter uma elevada potência no sistema, é necessário aumentar a tensão de pico das placas, podendo afetar uma operação segura do sistema [30, 36].

A compensação de série L e LC pode ser combinada, dando origem a uma topologia de compensação LCL [10], tal como demonstra a seguinte Figura 3.6.

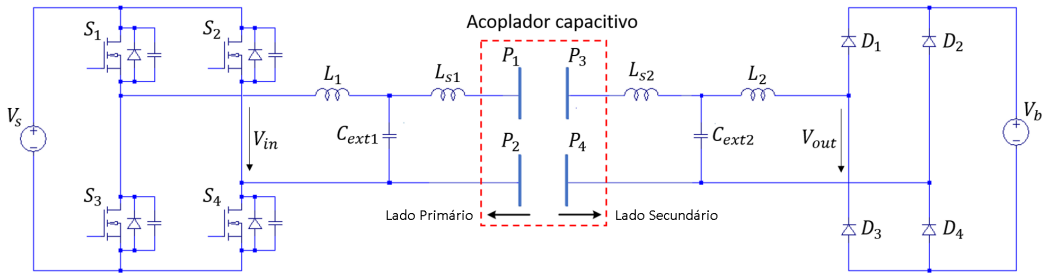


Figura 3.6: Topologia do circuito de compensação LCL.

No circuito de compensação LCL, existem 2 circuitos ressonantes, onde as bobinas  $L_{S1}$  e  $L_{S2}$  vão compensar as capacidades equivalentes do Acoplador Capacitivo e as restantes partes são compensadas pelos circuitos ressonantes ( $L_1 - C_{ext1}$  e  $L_2 - C_{ext2}$ ).

Esta topologia já permite fazer uma otimização dos parâmetros do circuito devido às bobinas  $L_{S1}$  e  $L_{S2}$ . Todavia, capacidades de acoplamento bastante baixas implicam bobinas bastante elevadas e a potência do sistema continua a relacionar-se com o  $K_C$ , logo, não parece

ser possível melhorar a eficiência.

### 3.3.1.3 Compensação Série LCLC

Ao adicionar novas redes de compensação LC à rede de compensação LC apresentada anteriormente, é formada uma nova topologia de compensação denominada por LCLC, tal como demonstra a Figura 3.7. As redes adicionais  $L_{f1} - C_{f1}$  e  $L_{f2} - C_{f2}$  são usadas no lado primário e secundário atuando com uma filtro passa-baixo, eliminando as harmônicas de ordem superior [10]. Existem múltiplas ressonâncias no circuito que podem ser consideradas para fornecer alta tensão no Acoplador Capacitivo de forma a aumentar a densidade de potência do sistema CPT [37].

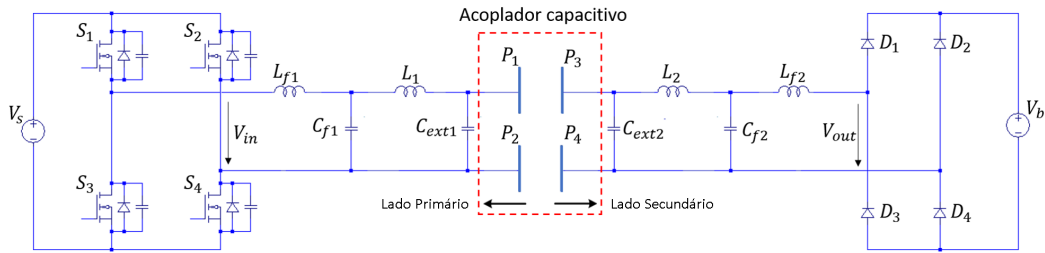


Figura 3.7: Topologia do circuito de compensação LCLC.

A vantagem do circuito de compensação LCLC, face às restantes compensações, reside no facto da potência do sistema ser proporcional ao  $K_C$ , podendo ser regulada através dos parâmetros do circuito sem afetar o  $K_C$  [37]. Assim, é possível manter um alto  $K_C$  de forma a obter uma eficiência considerável. São utilizados condensadores externos de elevado valor,  $C_{ext1}$  e  $C_{ext2}$ , em paralelo com o Acoplador Capacitivo, reduzindo assim as indutâncias ressonantes. Além disso, o sistema torna-se menos sensível à distância e às condições de desalinhamento [38].

Não obstante, é um sistema bastante complexo. Como cada componente possui as suas perdas, quanto maior for o número de componentes que o sistema utiliza, maiores serão as perdas de energia do sistema, podendo desta forma reduzir-se a eficiência. Dado que esta compensação utiliza 8 componentes passivos, as perdas e o custo do sistema tornam-se elevados, podendo reduzir a sua eficiência.

Com o objetivo de reduzir o valor de indutância ressonante e otimizar a eficiência, surge como alternativa à compensação LCLC, a compensação CLLC [38].

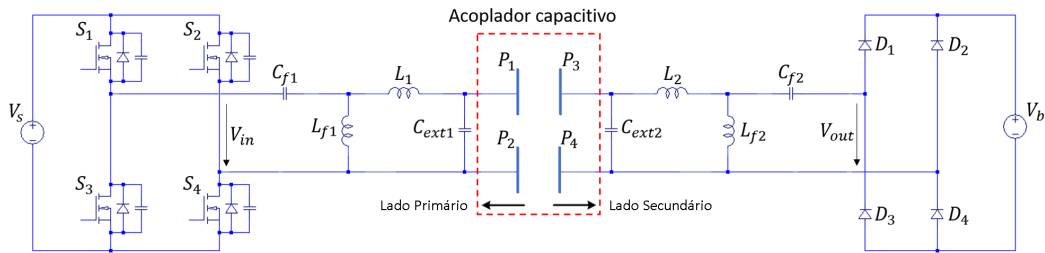


Figura 3.8: Topologia do circuito de compensação CLLC.

A diferença desta compensação, relativamente à LCLC, é a troca das posições de  $C_{f1}$  e  $L_{f1}$ , que ocorre do lado primário, e as posições de  $C_{f2}$  e  $L_{f2}$  que surgem do lado secundário. O resto dos componentes mantém a mesma posição.

Conforme os objetivos pretendidos, é possível considerar o circuito LC como uma célula básica do circuito de compensação, podendo estender a rede a um número indeterminado de compensações LC [39–41], podendo definir-se por  $M \times N$ , tal como se apresenta na Figura 3.9.

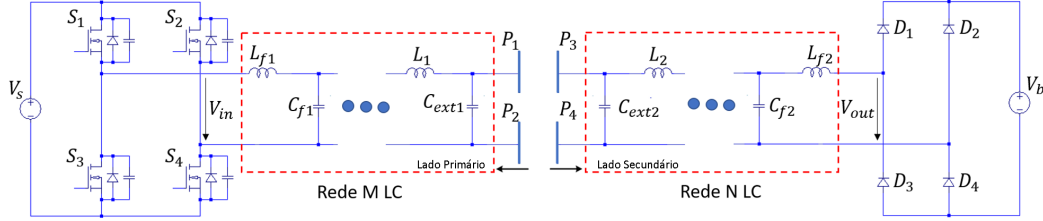


Figura 3.9: Topologia do circuito de compensação  $M \times N$  LC.

$M$  e  $N$  são números inteiros naturais e representam respetivamente  $M$  células LC do lado primário e  $N$  células LC do lado secundário. De forma a conseguir obter diferentes desempenhos do circuito, a topologia do circuito pode ser assimétrica (o número de células do lado primário não necessita de ser igual ao do lado secundário), sendo também possível considerar trocas de posição entre as bobinas e os condensadores [42].

Tal como já foi evidenciado anteriormente, é necessário ter em conta que o número de redes LC pode ajudar a tornar o sistema mais flexível, contudo, as perdas podem aumentar afetando a eficiência do sistema.

A Tabela 3.1 apresenta diferentes comparações das topologias de compensação que foram abordadas nesta secção, nomeadamente a obtenção das indutâncias das bobinas  $L_1$  e  $L_2$  e da potência de saída do sistema.

Tabela 3.1: Comparação das diferentes topologias de compensação. \* Na compensação LC, LCLC e CLLC  $(1 - K_C^2) \approx 1$ .

Categoria	Indutância	Potência de saída
Série L	$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_{in1} (1 - K_C^2)}$ $L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_{in2} (1 - K_C^2)}$	$P_{out} = \frac{(1 - K_C^2) C_M}{K_C^2} \cdot \omega \cdot  V_{in}  \cdot  V_{out} $
LC*	$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_1 (1 - K_C^2)}$ $L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_2 (1 - K_C^2)}$	$P_{out} = \frac{(1 - K_C^2) C_M}{K_C^2} \cdot \omega \cdot  V_{in}  \cdot  V_{out} $
LCLC*	$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_1 (1 - K_C^2)} + \frac{1}{\omega^2 C_{f1}}$ $L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_2 (1 - K_C^2)} + \frac{1}{\omega^2 C_{f2}}$	$P_{out} = \frac{C_M}{(1 - K_C^2)} \cdot \frac{C_{f1} C_{f2}}{C_1 C_2} \cdot \omega \cdot  V_{in}  \cdot  V_{out} $
CLLC*	$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_{in,Prim}} - L_{f1}$ $L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_{in,Sec}} - L_{f2}$	$P_{out} = \frac{C_M}{(1 - K_C^2)} \cdot \frac{C_{f1} C_{f2}}{C_1 C_2} \cdot \omega \cdot  V_{in}  \cdot  V_{out} $

Um bom sistema CPT deve ser capaz de reduzir as indutâncias ressonantes necessárias. Na Tabela 3.1, verifica-se que, em aplicações de fraco acoplamento, a compensação de série L



necessita de elevadas indutâncias, tornando-a, assim, mais adequada para aplicações de curta distância.

Nas compensações LC, LCLC e CLLC devido ao elevado valor dos condensadores externos, obtém-se um coeficiente de  $K_C$  inferior a 1, permitindo, deste modo, reduzir as indutâncias ressonantes do sistema.

Comparativamente à compensação LC, as compensações LCLC e CLLC possuem 2 redes LC adicionais ( $L_{f1} - C_{f1}$  e  $L_{f2} - C_{f2}$ ) que permitem uma maior flexibilidade para regular a potência do sistema sem afetar o  $K_C$ . Assim é possível obter uma maior eficiência [30], comparativamente à compensação LC. É, também, possível verificar que a topologia LCLC e CLLC apresentam a mesma potência à saída do circuito, no entanto, com valores de indutância diferentes.

### 3.4 Estruturas de Acoplador Capacitivo

O Acoplador Capacitivo é constituído por um conjunto de placas de metal que geram campos elétricos para transferir energia. Este conjunto de placas pode apresentar diferentes formas e dimensões, resultando em diversos modelos de estrutura de acoplador. Entre cada par de placas metálicas resulta um conjunto de capacidades que permite determinar o desempenho de energia do sistema. Nesta secção serão abordados 4 tipos de estrutura de acoplador: estrutura de 2 placas, estrutura horizontal de 4 placas, estrutura vertical de 4 placas e estrutura de 6 placas.

#### 3.4.1 Estrutura de 2 placas

Para formar um Acoplador Capacitivo, num sistema CPT, são necessárias pelo menos 2 placas de metal, que formam uma estrutura de 2 placas, também designada como estrutura unipolar [29]. Uma placa é colocada no lado primário, funcionando como um transmissor de energia e outra no lado secundário funcionando/atuando como um recetor de energia.

Entre as duas placas é formada uma capacidade mútua, que permitirá que a corrente flua do lado primário para o lado secundário e de seguida para a carga. Ainda assim, é necessário um caminho de retorno dessa mesma corrente para o lado primário, tal como demonstra a Figura 3.10, [12].

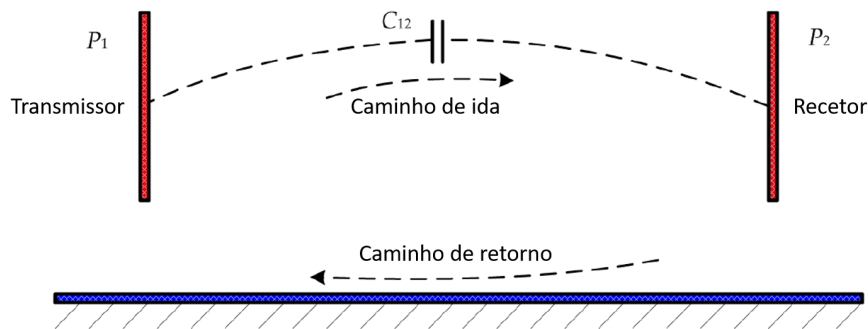


Figura 3.10: Estrutura de um Acoplador Capacitivo de 2 placas.

Desde que o acoplador seja assimétrico, é possível que as placas apresentem diferentes dimensões.

É prática comum colocar um terminal recetor na terra, não só devido ao seu fácil acesso para uma grande variedade de aplicações, como também pelo facto de a terra servir como um caminho de retorno para que a corrente circule no sistema, uma vez que este está conectado diretamente com o circuito de compensação. Ao colocar um terminal recetor na terra, formam-se múltiplas capacidades parasitas entre a terra e a placa que podem ser utilizadas para transferir energia [35].

Em [26], é apresentado um comboio de alta velocidade que recorre a este tipo de tecnologia, utilizando as rodas metálicas como um caminho de retorno, permitindo assim melhorar o sistema.

Um estudo das características deste tipo de sistema face ao desalinhamento, é demonstrado em [43]. Pode constatar-se que este tipo de estrutura apresenta como vantagens a sua simplicidade e uma boa tolerância face ao desalinhamento. Ainda assim, o impacto de deslocamento horizontal das placas é menor do que um deslocamento vertical. Em relação ao desalinhamento angular, este tipo de estrutura apresentou uma boa tolerância até aos  $60^\circ$ , porém se o ângulo for aumentado para  $90^\circ$ , há uma diminuição drástica na energia recebida na carga.

### 3.4.2 Estrutura horizontal de 4 placas

As estruturas horizontal e vertical de 4 placas são as mais reportadas na literatura relacionada com o estudo de Acopladores Capacitivos. A estrutura horizontal de 4 placas é também designada por estrutura paralela, bipolar e arranjo de linhas, sendo constituída por dois pares de placas dispostas em paralelo, horizontalmente.

Quando é utilizada no carregamento de veículos é comum as placas transmissoras  $P_1$  e  $P_2$  estarem colocadas no lado do solo e dispostas horizontalmente, uma em relação à outra. As placas recetoras estarão colocadas no lado do veículo, dispostas de igual forma (horizontalmente, uma em relação à outra), Figura 3.11.

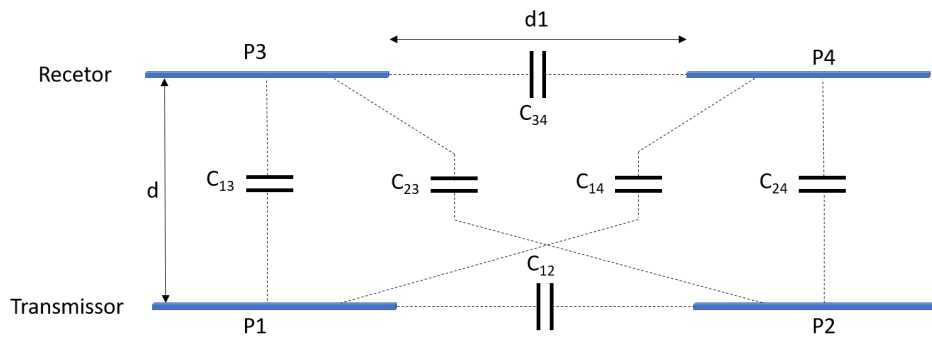


Figura 3.11: Estrutura horizontal de um Acoplador Capacitivo de 4 placas.

Na Figura 3.11, é perceptível que se forma, no Acoplador Capacitivo, uma capacidade entre cada par de placas, que, resulta num total de seis capacidades. As capacidades  $C_{13}$  e  $C_{24}$  são definidas como capacidades de acoplamento principal,  $C_{14}$  e  $C_{23}$  como capacidades de acoplamento cruzado e  $C_{12}$  e  $C_{34}$  como capacidades de auto acoplamento.

Considerando um modelo perfeito, no qual as 4 placas estão bem alinhadas e apresentam uma curta distância entre elas, à medida que a distância  $d_1$  aumenta, as capacidades de acoplamento cruzado ( $C_{14}$  e  $C_{23}$ ) aproximam-se de zero. Com o aumento da distância  $d_1$ , de tal forma que  $d_1$  seja bastante superior à distância  $d$ , as auto capacidades ( $C_{12}$  e  $C_{34}$ ) também se aproximam de zero. Desta forma, obteremos um  $K_C$  próximo da unidade [10].

Por outro lado, em aplicações práticas, como é o caso do carregamento dos veículos elétricos, as placas podem estar desalinhadas e a distância entre elas pode ser superior. Assim sendo, os acoplamentos cruzados não podem ser desprezados, uma vez que apresentam valores relativamente elevados, resultando no modelo de circuito equivalente, demonstrado na Figura 3.12.

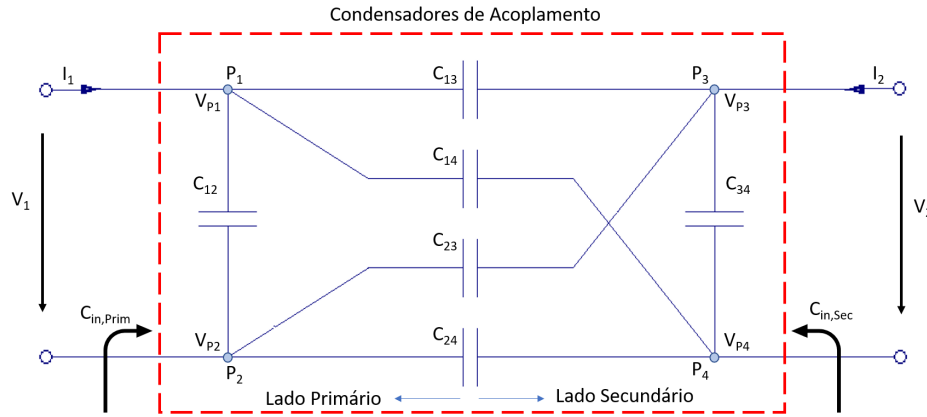


Figura 3.12: Modelo do circuito das capacidades de acoplamento formadas pelo Acoplador Capacitivo.

As capacidades equivalentes vistas da entrada das placas do lado primário e secundário são definidas como  $C_{in,Prim}$  e  $C_{in,Sec}$ , respetivamente.

A Figura 3.12, apresenta, também, duas fontes de tensão independentes,  $V_1$  e  $V_2$ , que são aplicadas nas placas para deduzir a relação entre a entrada e a saída do acoplador [10].

Considerando a tensão em cada placa definida como  $V_{P1}$ ,  $V_{P2}$ ,  $V_{P3}$  e  $V_{P4}$ , e considerando a placa  $P_2$  como referência, obtém-se  $V_{P2} = 0$ ,  $V_1 = V_{P1}$  e  $V_2 = V_{P3} - V_{P4}$ .

Utilizando a Lei dos Nós, obtém-se as seguintes equações de *Kirchhoff* [44]

$$\begin{cases} (C_{12} + C_{13} + C_{14}) \cdot V_{P1} - C_{13} \cdot V_{P3} - C_{14} \cdot V_{P4} = I_1 / (j\omega) \\ -C_{12} \cdot V_{P1} - C_{23} \cdot V_{P3} - C_{24} \cdot V_{P4} = -I_1 / (j\omega) \\ -C_{13} \cdot V_{P1} + (C_{13} + C_{23} + C_{34}) \cdot V_{P3} - C_{34} \cdot V_{P4} = I_2 / (j\omega) \\ -C_{14} \cdot V_{P1} - C_{34} \cdot V_{P3} + (C_{14} + C_{24} + C_{34}) \cdot V_{P4} = -I_2 / (j\omega) \end{cases} \quad (3.18)$$

Através da relação das primeiras duas equações de *Kirchhoff*, obtém-se a equação para a tensão de entrada do lado primário  $V_1$ , da seguinte forma:

1. Eliminar  $V_{P3}$

$$\left( -C_{12} \cdot V_{P1} - C_{23} \cdot V_{P3} - C_{24} \cdot V_{P4} = -\frac{I_1}{j\omega} \right) \cdot \left( -\frac{C_{13}}{C_{23}} \right) \quad (3.19)$$

$$\Leftrightarrow [C_{13} (C_{12} + C_{13} + C_{14}) + C_{12} C_{13}] \cdot V_{P1} + (C_{13} C_{24} - C_{14} C_{23}) \cdot V_{P4} = (C_{23} + C_{13}) \cdot I_1 / (j\omega). \quad (3.20)$$

2. Eliminar  $V_{P4}$

$$\left(-C_{12} \cdot V_{P1} - C_{23} \cdot V_{P3} - C_{24} \cdot V_{P4} = -\frac{I_1}{j\omega}\right) \cdot \left(-\frac{C_{14}}{C_{24}}\right) \quad (3.21)$$

$$\Leftrightarrow [C_{24}(C_{12} + C_{13} + C_{14}) + C_{12}C_{14}] \cdot V_{P1} + (C_{13}C_{24} - C_{14}C_{23}) \cdot V_{P3} = (C_{24} + C_{14}) \cdot I_1 / (j\omega). \quad (3.22)$$

Dando origem às equações

$$\begin{cases} \Leftrightarrow [C_{13}(C_{12} + C_{13} + C_{14}) + C_{12}C_{13}] \cdot V_{P1} + (C_{13}C_{24} - C_{14}C_{23}) \cdot V_{P4} = (C_{23} + C_{13}) \cdot I_1 / (j\omega) \\ \Leftrightarrow [C_{24}(C_{12} + C_{13} + C_{14}) + C_{12}C_{14}] \cdot V_{P1} + (C_{13}C_{24} - C_{14}C_{23}) \cdot V_{P3} = (C_{24} + C_{14}) \cdot I_1 / (j\omega). \end{cases} \quad (3.23)$$

3. Considerar  $V_1 = V_{P1}$  e  $V_2 = V_{P3} - V_{P4}$ , obtendo assim a equação correspondente à tensão de entrada do lado primário  $V_1$

$$V_1 = I_1 \cdot \frac{1}{j\omega \left[ C_{12} + \frac{(C_{13} + C_{14}) \cdot (C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \right]} + V_2 \cdot \frac{C_{13}C_{24} - C_{14}C_{23}}{C_{12}(C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}) + (C_{13} + C_{14}) \cdot (C_{23} + C_{24})}. \quad (3.24)$$

A equação para a tensão da entrada, vista do lado secundário ( $V_2$ ), é obtida através do mesmo processo que para ( $V_1$ ), mas relacionando agora através da relação das últimas duas equações de Kirchhoff obtidas na Equação 3.18

$$V_2 = I_2 \cdot \frac{1}{j\omega \left[ C_{34} + \frac{(C_{13} + C_{23}) \cdot (C_{14} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \right]} + V_2 \cdot \frac{C_{13}C_{24} - C_{14}C_{23}}{C_{34}(C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}) + (C_{13} + C_{23}) \cdot (C_{14} + C_{24})}. \quad (3.25)$$

Com as equações 3.24 e 3.25, obtêm-se as auto capacidades equivalentes do lado primário e secundário ( $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ ), respetivamente e a capacidade mútua

$$\begin{cases} C_{in1} = C_{12} + \frac{(C_{13} + C_{14}) \cdot (C_{23} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\ C_{in2} = C_{34} + \frac{(C_{13} + C_{23}) \cdot (C_{14} + C_{24})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \\ C_M = \frac{(C_{13}C_{24} - C_{14}C_{23})}{C_{13} + C_{14} + C_{23} + C_{24}} \end{cases} \quad (3.26)$$

Reescrevendo as equações 3.24 e 3.25,

$$\begin{cases} V_1 = I_1 \cdot \frac{1}{j\omega C_{in1}} + V_2 \cdot \frac{C_M}{C_{in1}} \\ V_2 = I_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_{in2}} + V_1 \cdot \frac{C_M}{C_{in2}}. \end{cases} \quad (3.27)$$

Colocando as equações em função da corrente, a relação entre a corrente e tensão é dada por

$$\begin{cases} I_1 = j\omega C_{in1} \cdot V_1 - j\omega C_M \cdot V_2 \\ I_2 = j\omega C_{in2} \cdot V_2 - j\omega C_M \cdot V_1. \end{cases} \quad (3.28)$$

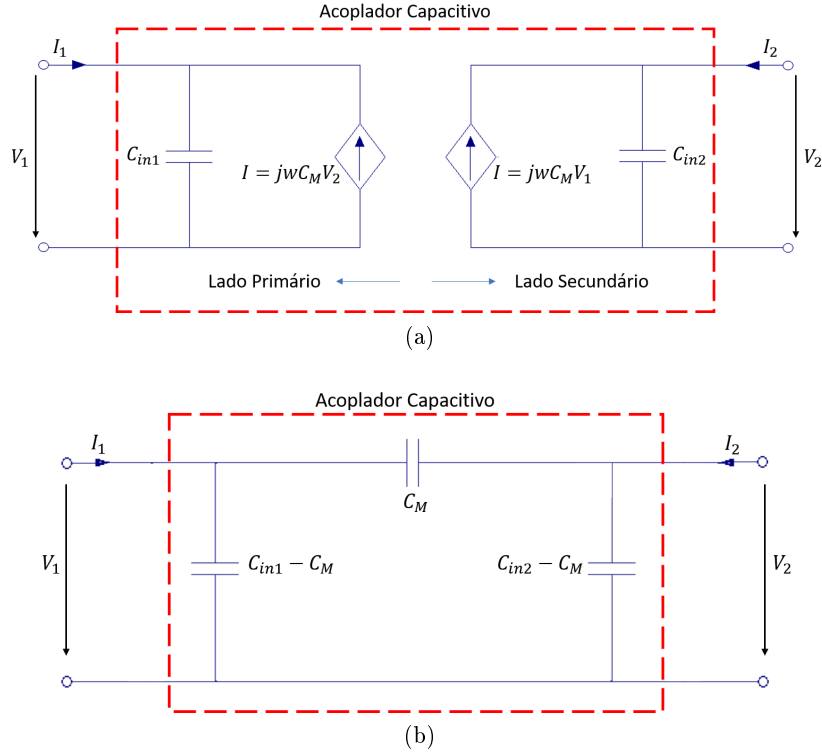


Figura 3.13: Simplificação do modelo equivalente das capacidades de acoplamento formadas pelo Acoplador Capacitivo. (a) Modelo de 2 portos com 2 fontes de corrente dependentes. (b) Modelo em  $\pi$ .

Através da Equação 3.26, verifica-se que a capacidade mútua apenas depende das capacidades de acoplamento principal e cruzado, enquanto que as auto capacidades equivalentes ( $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ ) dependem das capacidades de auto acoplamento. Geralmente, neste tipo de estrutura as capacidades de auto acoplamento ( $C_{12}$  e  $C_{34}$ ) são de reduzido valor, o que limita as auto capacidades equivalente do acoplador. De forma, ao aumentar as auto capacidades do sistema é necessário colocar um condensador externo em paralelo com o Acoplador Capacitivo.

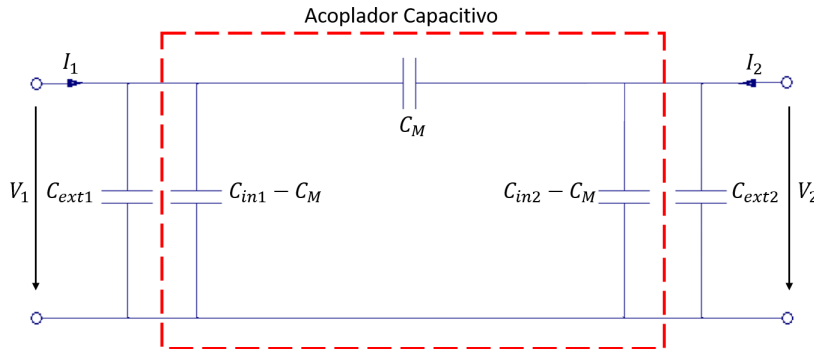


Figura 3.14: Modelo do circuito equivalente do Acoplador Capacitivo com Condensadores externos.

Comparando as Figuras 3.13 e 3.14, as capacidades externas,  $C_{ex1}$  e  $C_{ex2}$ , podem ser com-

binadas com as auto capacidades equivalentes,  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , resultando nas seguintes equações equivalentes de auto acoplamento,

$$\begin{cases} C_1 = C_{in1} + C_{ext1} \\ C_2 = C_{in2} + C_{ext2} \end{cases} \quad (3.29)$$

Pelas equações 3.1 e 3.29, o  $K_C$  é reescrito da seguinte forma

$$K_c = \frac{C_M}{\sqrt{C_1 C_2}}. \quad (3.30)$$

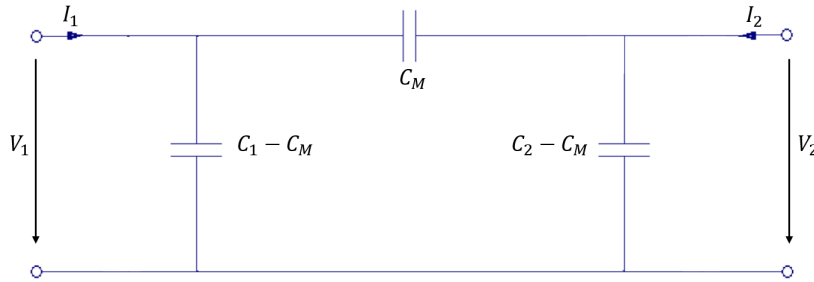


Figura 3.15: Modelo final do circuito equivalente do Acoplador Capacitivo com condensadores externos.

Como as placas trabalham como um simples condensador de forma a criar circuitos ressonantes com as bobinas, é importante calcular as capacidades equivalentes vistas da entrada do transmissor e do recetor das placas.

Com a ajuda da simplificação do modelo equivalente das capacidades de acoplamento do Acoplador Capacitivo da Figura 3.13, é possível realizar os cálculos necessários das capacidades equivalentes vistas da entrada das placas,  $C_{in,Prim}$  e  $C_{in,Sec}$ , do lado primário e secundário, respetivamente, representadas na Figura 3.12

$$\begin{cases} C_{in,Prim} = \frac{I_1}{j\omega \cdot V_1} \Big|_{I_2=0} = C_1 - C_M + \frac{C_M(C_2 - C_M)}{C_2} = (1 - K_c^2) \cdot C_1 \\ C_{in,Sec} = \frac{I_2}{j\omega \cdot V_2} \Big|_{I_1=0} = C_2 - C_M + \frac{C_M(C_1 - C_M)}{C_1} = (1 - K_c^2) \cdot C_2. \end{cases} \quad (3.31)$$

Porém, como a capacidade mútua apresenta um valor bastante inferior ao das auto capacidades equivalentes do lado primário e secundário ( $C_1$  e  $C_2$ ), respetivamente, pela fórmula do  $K_C$  apresentada em 3.30, conclui-se que este é muito inferior a 1, logo,

$$\begin{cases} C_{in,Prim} \approx C_1 \\ C_{in,Sec} \approx C_2. \end{cases} \quad (3.32)$$

Uma das grandes desvantagens deste tipo de circuito é o facto de este ser sensível ao desalinhamento angular. Quando ocorre uma mudança de  $90^\circ$  entre o emissor e o recetor, a energia do sistema pode reduzir drasticamente para zero, limitando assim, inúmeras das possíveis aplicações do mesmo [12].

### 3.4.3 Estrutura vertical de 4 placas

Numa estrutura vertical de 4 placas, tal como demonstra a figura 3.16 também designada como estrutura empilhada e arranjo de colunas, as placas primárias  $P_1$  e  $P_2$  são sobrepostas, separadas por uma distância  $d_c$  bastante curta, assim como acontece com as placas secundárias  $P_3$  e  $P_4$ .

A distância entre as placas  $P_2$  e  $P_4$  é representada, pela letra  $d$ , que simboliza a distância entre o transmissor e o recetor. Todas as placas apresentam a mesma espessura.

Neste tipo de estrutura, o tamanho da placa  $P_1$  e  $P_3$ , representado pela letra  $l_1$ , é superior ao das placas  $P_2$  e  $P_4$ , representado pela letra  $l_2$ , de forma a garantir o acoplamento entre cada par de placas.

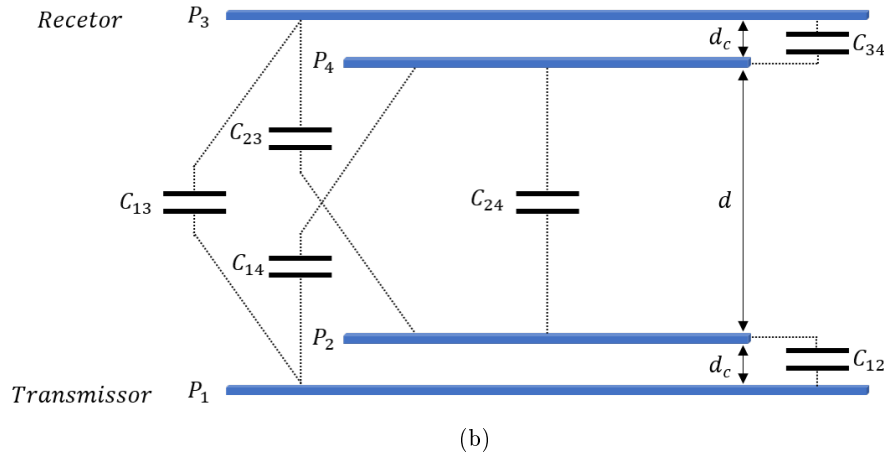
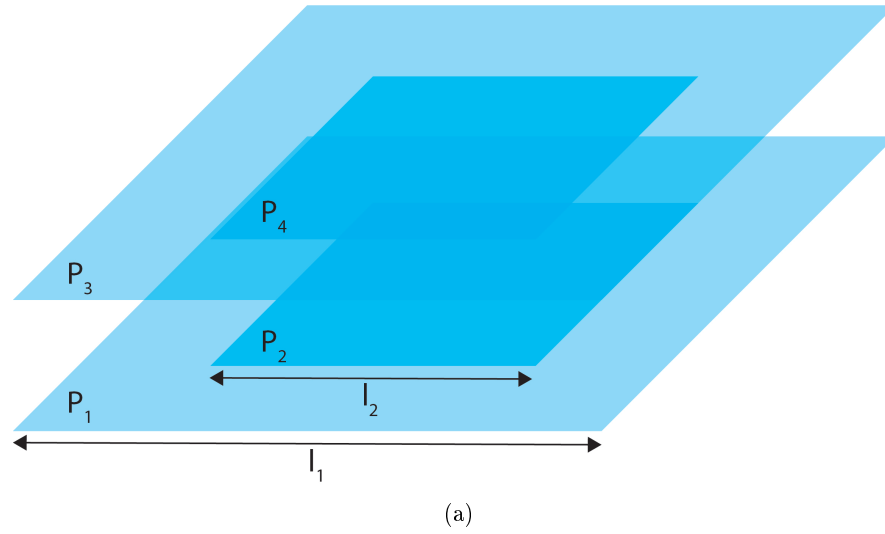


Figura 3.16: Estrutura vertical de 4 placas. (a) Estrutura e dimensionamento das placas. (b) Acoplador Capacitivo de 4 placas numa estrutura vertical.

Analisando a Figura 3.16, verifica-se que se obtêm 6 capacidades resultantes deste tipo de estrutura no Acoplador Capacitivo. Utilizando o mesmo método de simplificação demonstrado na estrutura horizontal, através das leis de Kirchhoff, obtêm-se as mesmas equações que as apresentadas em 3.26.

Em aplicações de carregamento de veículos elétricos, como a distância  $d$  é bastante superior à distância  $d_c$ , as capacidades de acoplamento principal  $C_{13}$  e  $C_{24}$  são bastante inferiores às capacidades de auto acoplamento  $C_{12}$  e  $C_{34}$ . Geralmente, os acoplamentos cruzados  $C_{14}$  e  $C_{23}$  também são inferiores às capacidades de auto acoplamento, devido ao efeito de borda (*edge effect*) causado pelas placas  $P_2$ - $P_3$  e  $P_1$ - $P_4$  [10].

Uma vez que a distância  $d_c$  é bastante curta, as auto capacidades  $C_{12}$  e  $C_{34}$  aumentam, permitindo assim eliminar as capacidades externas necessárias na estrutura anterior ( $C_{ext1}$ - $C_{ext2}$ ). Desta forma, esta estrutura apresenta uma grande vantagem em relação à estrutura horizontal, uma vez que é bastante resistente ao desalinhamento angular (quando as placas estão em forma circular, a rotação angular não influencia as capacidades de acoplamento) [12].

O posicionamento das placas previamente referido permite tornar o sistema mais compacto. Ainda assim, as capacidades de acoplamento cruzado vão aumentar, diminuindo a capacidade mútua, tal como demonstra a Equação 3.26.

É igualmente necessário ter em conta neste tipo de estrutura, a tensão de pico gerada entre as placas do mesmo lado. Em aplicações de longa distância que geram tensões bastante elevadas nas placas é necessário garantir um bom isolamento entre elas.

### 3.4.4 Estrutura de 6 placas

A estrutura de 6 placas baseia-se na conjunção dos dois modelos de 4 placas apresentados anteriormente. Assim sendo, é colocada entre as duas placas de maiores dimensões,  $P_5$  e  $P_6$ , uma estrutura horizontal de 4 placas [45].

Em aplicações práticas, as placas  $P_1$ ,  $P_2$ ,  $P_3$ ,  $P_4$  funcionam como placas ativas para transferir energia e, como tal, estão conectadas diretamente com os circuitos de compensação. As placas  $P_5$  e  $P_6$  serão conectadas ao solo, de forma a reduzir as emissões de campos elétricos para o meio.

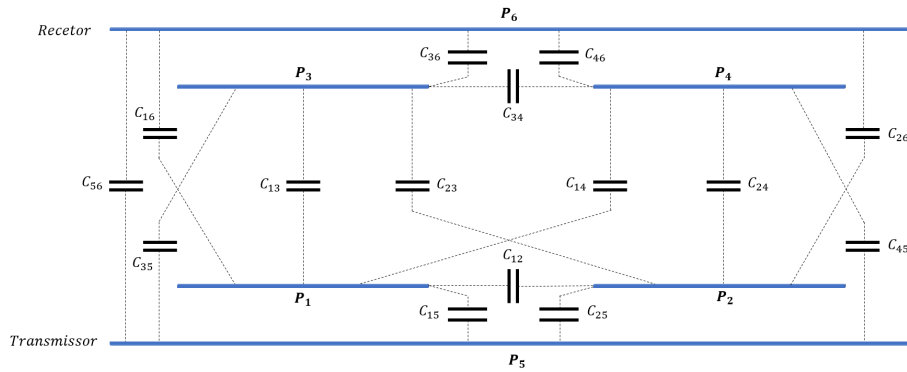


Figura 3.17: Acoplamento capacitivo de 6 placas.

Tal como se pode verificar na Figura 3.17, as placas  $P_5$  e  $P_6$  vão permitir aumentar as auto capacidades equivalentes, assim como servir como blindagem do campo elétrico.

Esta estrutura apresenta uma grande vantagem em relação às previamente apresentadas, uma vez que permite uma blindagem de campo elétrico assegurando uma maior segurança do circuito. Por outro lado, em aplicações de carregamento de veículos elétricos, é necessário considerar as 15 capacidades formadas, tornando o sistema bastante complexo [45].



### 3.5 Sistema CPT Dinâmico

Grande parte da investigação do sistema CPT concentra-se em aplicações estáticas de carregamento de veículos elétricos. Neste tipo de aplicação a posição entre o transmissor e o recetor não pode ser alterada durante o processo de carregamento, e as placas devem estar perfeitamente alinhadas para maximizar a potência e a eficiência do sistema.

Este tipo de tecnologia tem surgido como foco de grande relevância no carregamento dinâmico dos veículos elétricos, com o objetivo de reduzir as suas baterias, a fim de reduzir também o custo do veículo e economizar energia.

Neste sistema, geralmente é colocada no lado da estrada, uma longa placa de metal, que é usada como transmissor, e, no lado secundário, um recetor constituído por placas curtas, tal como demonstra a Figura 3.18 [46].

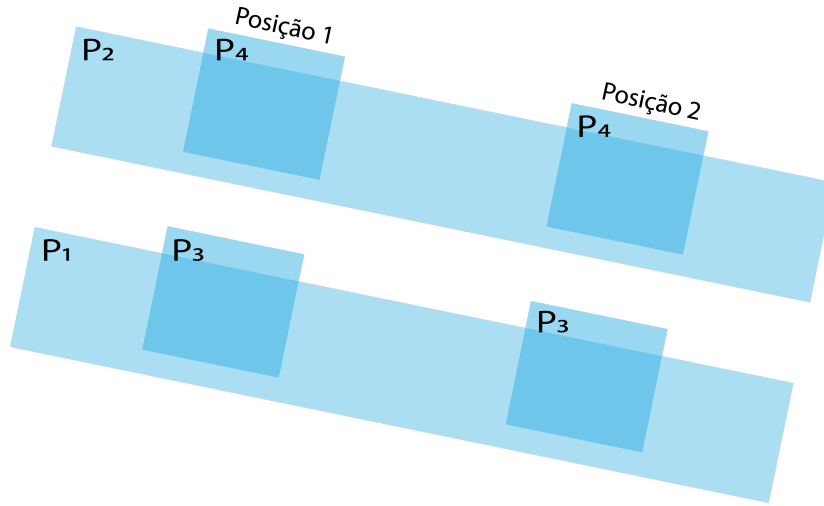


Figura 3.18: Estrutura de um sistema Dinâmico CPT.

Na Figura 3.18, as placas  $P_1$  e  $P_2$  correspondem ao transmissor e as placas  $P_3$  e  $P_4$  ao recetor.

Um dos aspetos que é preciso ter em conta, neste tipo de sistema, está relacionado com as variações de energia captadas pelo recetor quando este se desloca ao longo do transmissor. Uma das soluções passa por implementar duas longas placas do lado do transmissor, tal como demonstra a Figura 3.18, permitindo, então, melhorar o tempo de vida da bateria. No entanto, existe um equilíbrio “*trade-off*” entre o comprimento do transmissor e o desempenho do sistema, que é preciso ter em conta em aplicações práticas [46].

Ainda assim, considerando que a frequência de operação de um sistema CPT ronda a faixa dos MHz, torna-se desafiante realizar um conversor de alta potência.

Uma vez que o recetor vai estar em constante movimento, é necessário garantir que este termine o processo de transferência de energia, antes de transitar para o próximo transmissor. Caso contrário, não ocorrerá transferência de energia [12].

Concluindo, na implementação de um sistema dinâmico CPT é necessário ter em conta a implementação de alta potência, o processo de transição do recetor para o transmissor seguinte, assim como as dimensões do transmissor de forma a conseguir manter uma boa eficiência do sistema.



## Capítulo 4

# Projeto de um sistema CPT dinâmico

### 4.1 Estrutura do acoplador

Para realizar um sistema CPT, recorreu-se à estrutura do acoplador apresentado na secção 3.5 do capítulo 3 .

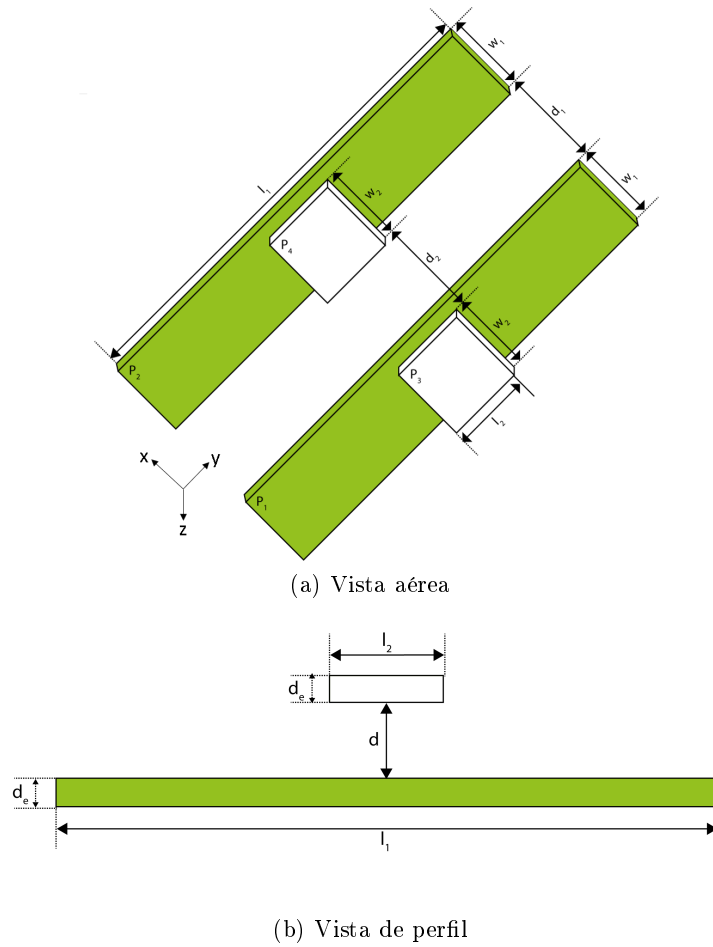


Figura 4.1: Estrutura de um Acoplador Capacitivo para um sistema dinâmico.

Na Figura 4.1, o lado primário é constituído por duas placas de metal que atuam como transmissor de potência, representado pelas placas  $P_1$  e  $P_2$ . As placas  $P_3$  e  $P_4$  são colocadas no lado do recetor, com dimensões inferiores às do transmissor, atuando como um recetor de potência. De forma a simular um sistema dinâmico, o recetor mover-se-á ao longo do transmissor, segundo o eixo dos Y.

As dimensões do Acoplador Capacitivo são demonstradas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1: Dimensões do Acoplador Capacitivo.

	Descrição	Sigla	Valor (mm)
Transmissor	Comprimento da placa	$l_1$	600
	Largura da placa	$w_1$	150
	Distância entre os transmissores	$d_1$	100
Recetor	Comprimento da placa	$l_2$	150
	Largura da placa	$w_2$	150
	Distância entre os recetores	$d_2$	100
	Espessura das placas	$d_e$	1.6
	Distância entre o transmissor e o recetor	$d$	50

No Acoplador Capacitivo as placas são dispostas de forma paralela como se demonstra na Figura 4.2, onde se formam seis capacidades, uma capacidade entre cada par de placas.

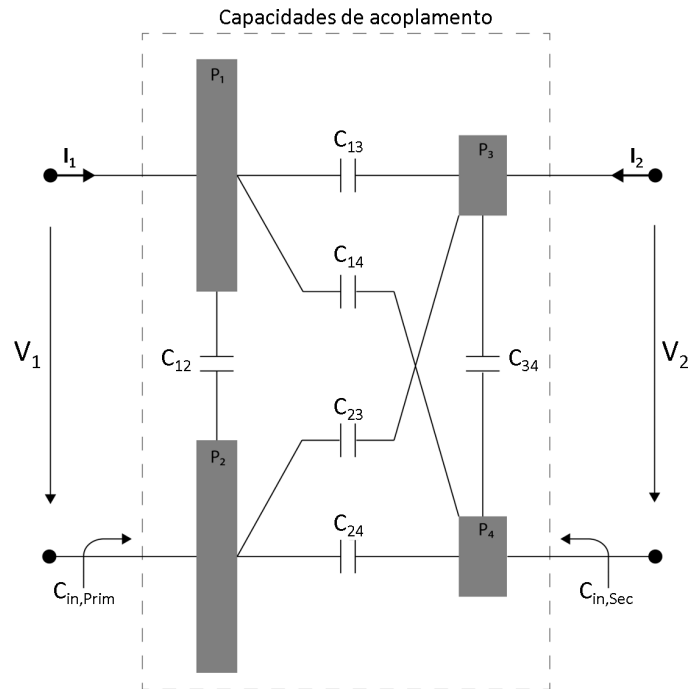


Figura 4.2: Capacidades de acoplamento de um Acoplador Capacitivo dinâmico.

De forma a simplificar o acoplador, são formadas três capacidades,  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , designadas como auto capacidades equivalentes do lado primário e secundário, respetivamente, e  $C_M$ , como capacidade mútua. A equação destas capacidades, assim como a simplificação do modelo

equivalente do Acoplador Capacitivo, são demonstradas na secção 3.4.2 do Capítulo 3.

#### 4.1.1 Dimensões do Acoplador

Em aplicações práticas, é de extrema importância verificar o comportamento do sistema, não só face ao deslocamento do recetor ao longo do transmissor, mas também face ao desalinhamento das placas. As dimensões das placas, assim como o estudo do equilíbrio “*trade-off*” entre o comprimento do transmissor e o desempenho do sistema, são, também, aspetos essenciais na implementação do projeto.

Para realizar a simulação das capacidades do Acoplador Capacitivo foi utilizado o simulador *Ansys Maxwell* de *Finit Element Method* (Análise de elementos finitos) (FEA) que permite obter as seis capacidades obtidas na Figura 4.2.

Recorrendo à Equação 3.26, e com base nos valores obtidos na matriz de capacidades, é possível calcular as auto capacidades equivalentes do lado primário e secundário,  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , respetivamente, e a capacidade mútua,  $C_M$ . É possível inclusivamente calcular o  $K_C$ , através da Equação 3.1.

Tabela 4.2: Valor das capacidades do Acoplador Capacitivo.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$C_{12}$	5.8069 pF	$C_{34}$	0.5175 pF
$C_{13}$	8.0867 pF	$C_{24}$	8.0861 pF
$C_{14}$	0.7738 pF	$C_{23}$	0.7755 pF
$C_{in1}$	10.2374 pF	$C_M$	3.6559 pF
$C_{in2}$	4.9480 pF	$K_C$	51.37%

Os valores apresentados na Tabela 4.2 foram obtidos, considerando o recetor localizado no centro do transmissor ( $Y=225$  mm) e as dimensões do acoplador apresentadas na Tabela 4.1.

Uma vez que o recetor se desloca ao longo do transmissor, foi realizado um estudo do comportamento das auto capacidades equivalentes, bem como da capacidade mútua, para diferentes posições do recetor segundo o eixo dos Y.

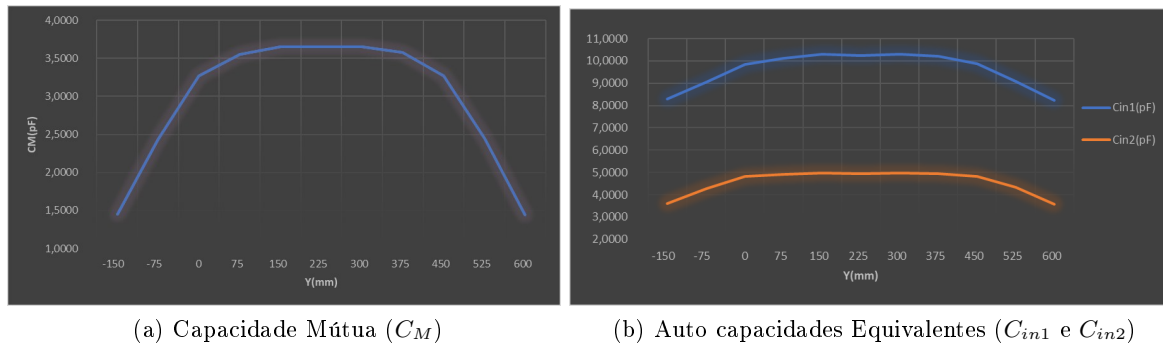
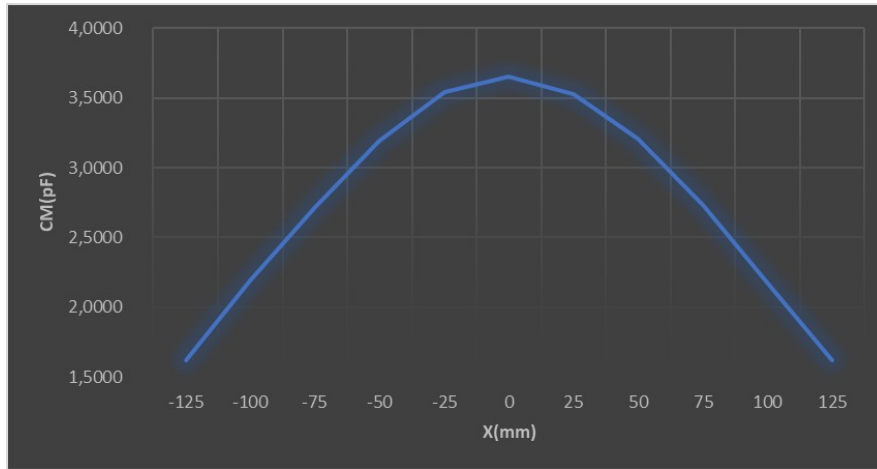


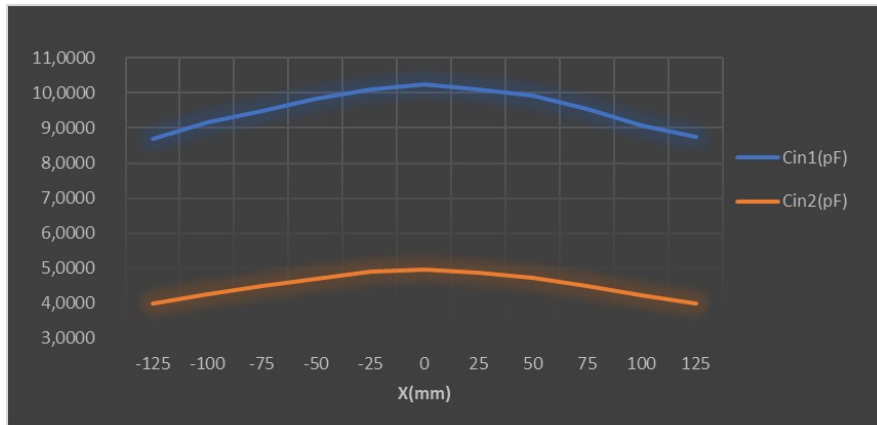
Figura 4.3: Simulação no *Software Maxwell* das capacidades equivalentes do Acoplador Capacitivo para diferentes posições de y de acordo com as dimensões do acoplador apresentadas na tabela 4.1.

Tendo em conta os resultados obtidos na simulação, pode concluir-se que as capacidades de auto acoplamento equivalentes, assim como a capacidade mútua, se mantêm constantes quando a posição  $y$  do recetor varia entre  $[0 \text{ a } 450]$  mm. Estes resultados vão ao encontro das expectativas, dado que, fora dessa gama de valores, os recetores não se encontram completamente sobrepostos aos transmissores, levando à diminuição dos valores de capacidade.

Na prática, o recetor e o transmissor podem sofrer um desalinhamento podendo reduzir drasticamente o valor das capacidades equivalentes do acoplador. Desta forma, foi realizado um estudo semelhante ao anterior, mas variando a posição do recetor, segundo o eixo  $X$ , simulando um desalinhamento entre as placas.



(a) Capacidade Mútua ( $C_M$ )



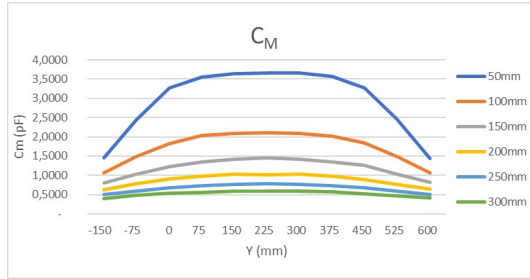
(b) Auto capacidades Equivalentes ( $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ )

Figura 4.4: Simulação de *Software Maxwell* das capacidades equivalentes do Acoplador Capacitivo para diferentes posições de  $x$  de acordo com as dimensões do acoplador apresentados na tabela 4.1.

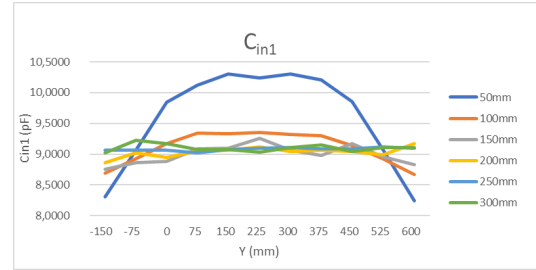
Como se verifica na Figura 4.4, pode constatar-se que, quando ocorre um desalinhamento em  $x$  de 125mm, as auto capacidades equivalentes do sistema conseguem manter cerca de 80 a 85 % do seu valor ideal e a capacidade mútua apenas consegue cerca de 44 % do seu valor ideal. Assim sendo, pode inferir-se que esta é mais sensível ao desalinhamento das placas,

comparativamente às auto capacidades equivalentes do lado primário e secundário.

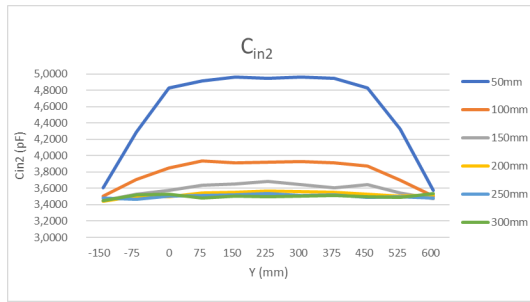
Em aplicações de carregamento de veículos elétricos, existe uma grande distância entre o transmissor e o recetor. Como tal, com a ajuda da simulação obtida no *Software Maxwell*, testaram-se diferentes distâncias  $d$ , de 50 a 300 mm, para verificar o comportamento do acoplador.



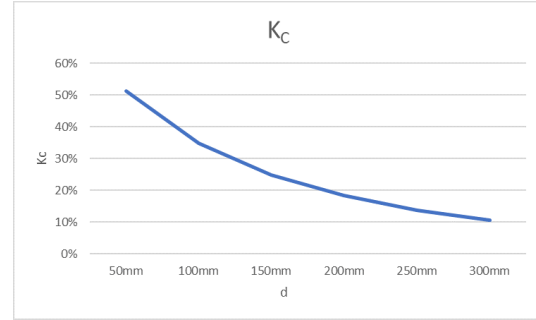
(a) Capacidade Mútua ( $C_M$ )



(b) Auto capacidade Equivalente de entrada ( $C_{in1}$ )



(c) Auto capacidade Equivalente de saída ( $C_{in2}$ )



(d) Coeficiente de Acoplamento ( $K_C$ )

Figura 4.5: Simulação das capacidades do Acoplador Capacitivo, assim como do coeficiente de acoplamento para diferentes posições de  $y$ , com o aumento da distância  $d$ .

Através da Figura 4.5, considerando as dimensões do acoplador apresentadas na Tabela 4.1, verifica-se, desde logo, uma queda drástica dos valores das capacidades do acoplador, quando a distância passa de 50 para 100 mm. Na Figura 4.5a, a uma distância de 300 mm, ocorre uma descida de cerca de 84 % comparativamente à distância de 50mm, aproximando-se este valor de 0. Nas Figuras 4.5b e 4.5c, verifica-se que as capacidades equivalentes de entrada e de saída estabilizaram, a partir de uma determinada distância. Isto indica que, para dimensões de placas do Acoplador Capacitivo apresentadas na tabela 4.2, ambas as capacidades são sensíveis apenas a distâncias muito curtas (inferiores a 100 mm). O coeficiente de acoplamento apresenta o inverso da distância, apresentando um valor mínimo de 10 %, quando a distância aumenta para 300 mm.

Concluindo, verifica-se que as capacidades do acoplador diminuem com o aumento da distância  $d$ , tal como demonstra a Equação 2.3 correspondente a um condensador. É preciso não esquecer que, em ambiente laboratorial, as dimensões das placas são bastantes mais reduzidas do que num cenário real. Assim, como neste estudo foi considerada uma distância entre o transmissor e o recetor bastante próxima do real, mas dimensões de placas para meio laboratorial, seria de esperar que, para uma distância de 300 mm, se obtivesse um valor de capacidades bastante reduzido, ou próximo de zero, o que se confirmou. Tendo, então, em

conta uma situação real em que a área das placas é superior, para uma distância de 300 mm esperam-se capacidades, ainda que reduzidas, superiores às obtidas nesta simulação.

## 4.2 Topologia de Compensação

Dado que estamos perante um sistema de fraco acoplamento, é necessário introduzir circuitos de compensação para ajudar as capacidades de acoplamento a atingir a ressonância. Um bom circuito de compensação deve ser capaz de aumentar a tensão nas placas que formam o acoplador, permitindo transferir altas potências no sistema.

Numa primeira fase, é apenas introduzida uma bobina no lado primário e outra no lado secundário, obtendo-se o tipo de compensação Série L, apresentado na secção 3.3.1.1 do Capítulo 3, tal como demonstra a Figura 4.6. O lado primário possui um inversor de ponte completa que converterá uma tensão  $V_s$  (DC) numa tensão  $V_{in}$  (AC), para fornecer uma excitação de corrente alternada ao circuito ressonante. O lado secundário possui um retificador de diodos que irá converter uma tensão  $V_{out}$  (AC) numa tensão  $V_b$  (DC), de modo a fornecer uma corrente contínua à carga.

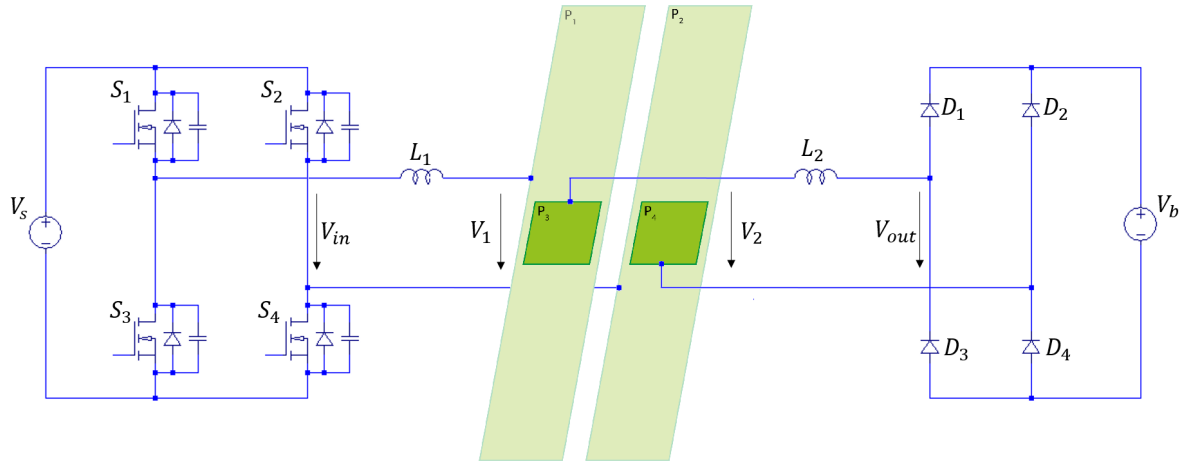


Figura 4.6: Topologia de compensação série L de um sistema CPT dinâmico.

Visto tratar-se de um sistema ressonante, o método mais utilizado para analisar os conversores ressonantes do sistema é designado por *First Harmonic Approximation* (Aproximação de primeira harmónica) (FHA) ou aproximação sinusoidal. Uma vez que as redes de ressonância atuam como um filtro passa-baixo, elas eliminam as harmónicas de ordem superior, forçando uma corrente sinusoidal à frequência fundamental, em fase com a saída do inversor [47].

Desta forma, as tensões  $V_{in}$  e  $V_{out}$  são obtidas segundo a primeira harmónica, com as amplitudes expressas em,

$$\begin{cases} V_{in} = \frac{4 \cdot V_s}{\pi} \\ V_{out} = \frac{4 \cdot V_b}{\pi} \end{cases} \quad (4.1)$$

Para simplificar a análise do processo, as resistências parasitas que cada componente possui serão desprezadas.



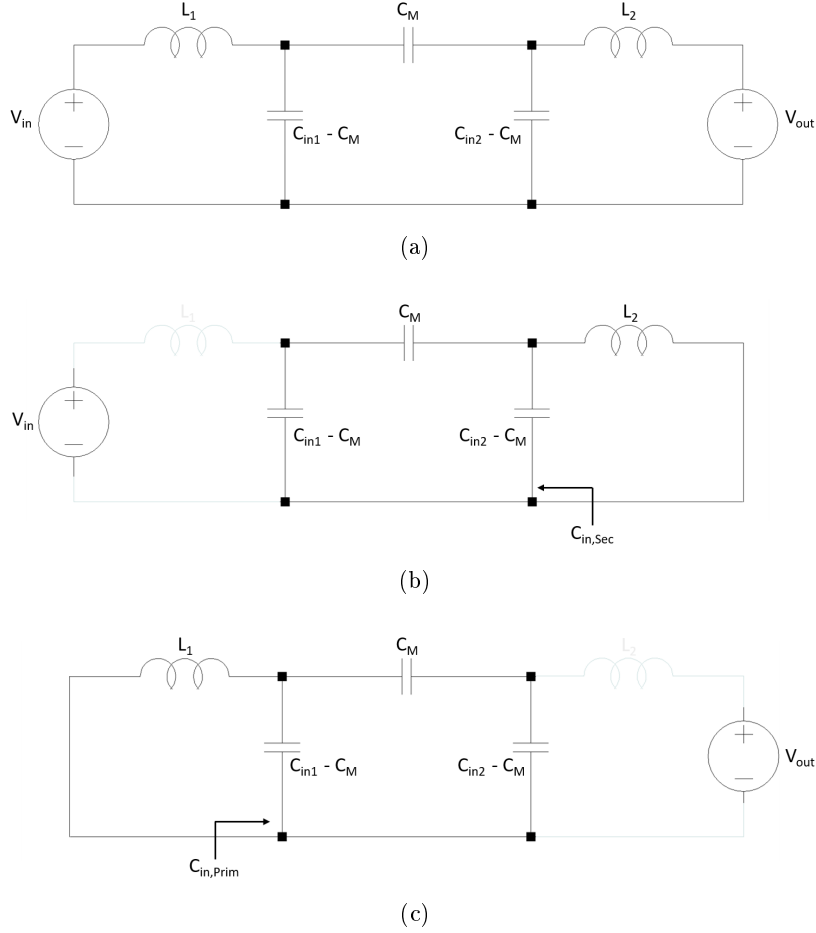


Figura 4.7: Análise FHA de um sistema CPT com compensação Série L. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário.

Na Figura 4.7a, é demonstrado o circuito da topologia Série L simplificada com o modelo de circuito equivalente do Acoplador Capacitivo da Figura 3.13b. A topologia do circuito é alimentada por duas fontes de onda quadrada de entrada e de saída,  $V_{in}$  e  $V_{out}$ , respetivamente.

Dado que o circuito da Figura 4.7a é linear, pode recorrer-se ao Teorema da Sobreposição em circuitos elétricos para analisar as duas fontes de tensão separadamente, tal como é demonstrado nas Figuras 4.7b e 4.7c. Segundo este teorema, num dado circuito com duas ou mais fontes de tensão ou corrente independentes, é possível obter o valor de uma grandeza através das contribuições independentes de cada fonte de tensão ou corrente sozinhas, desprezando as restantes presentes que se encontram no circuito. Por outras palavras, pode considerar-se apenas uma fonte de tensão ou corrente e eliminar as restantes (substituindo as fontes de tensão por um curto-circuito e as fontes de corrente por um circuito aberto), calculando assim a grandeza desejada.

Na Figura 4.7b, o circuito ressonante é apenas alimentado pela fonte de entrada  $V_{in}$ .  $L_2$  e  $C_{in,sec}$  formam um circuito ressonante paralelo, com impedância infinita. Logo,  $L_1$  é considerado como circuito aberto.

Na Figura 4.7c, o circuito ressonante é apenas alimentado pela fonte de saída  $V_{out}$ . Tal

como na Figura 4.7b, também se forma um circuito ressonante paralelo, mas, desta vez, constituído por  $L_1$  e  $C_{in,Prim}$ , também com uma impedância infinita. Logo,  $L_2$  é considerado como circuito aberto.

De forma resumida, a Figura 4.8 ilustra os filtros ressonantes resultantes da análise realizada na Figura 4.7.

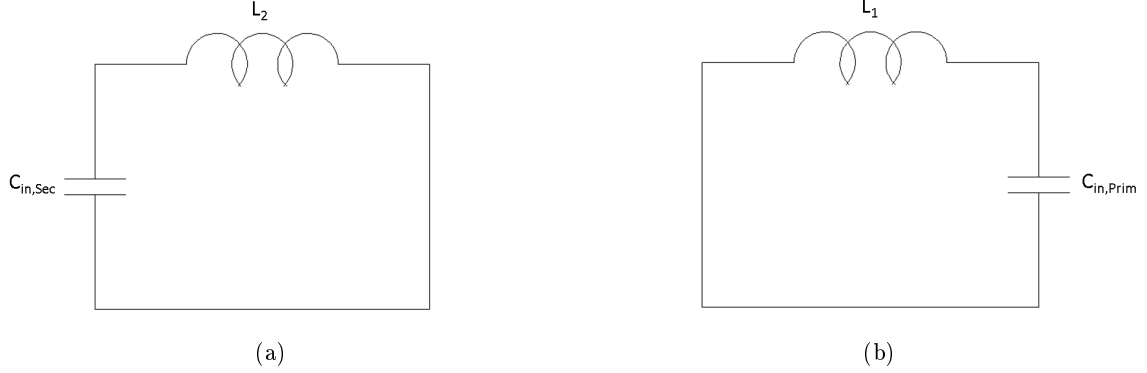


Figura 4.8: Filtros ressonantes resultantes da análise realizada na Figura 4.7. (a) Alimentado pela fonte do lado primário . (b) Alimentado pela fonte do lado secundário.

Através do Teorema da Sobreposição, verifica-se que se formam dois filtros LC, resultando na relação de parâmetros demonstrada em 4.2,

$$\begin{cases} \omega = 2.\pi.f_{sw} = 1/\sqrt{C_{in,Sec}.L_2} \\ \omega = 2.\pi.f_{sw} = 1/\sqrt{C_{in,Prim}.L_1} \end{cases} \quad (4.2)$$

Sabendo que as capacidades equivalentes vistas da entrada das placas do lado primário e secundário são dadas por

$$\begin{cases} C_{in,Prim} = C_{in1} (1 - K_C^2) \\ C_{in,Sec} = C_{in2} (1 - K_C^2) \end{cases} \quad (4.3)$$

é possível retirar o valor das bobinas  $L_1$  e  $L_2$ , relacionando as Equações 4.2 e 4.3 (Equação 4.4),

$$\begin{cases} L_1 = 1/(\omega^2.C_{in1}.(1 - K_C^2)) \\ L_2 = 1/(\omega^2.C_{in2}.(1 - K_C^2)) \end{cases} \quad (4.4)$$

Substituindo os valores obtidos através do *Software* de *Maxwell* (Tabela 4.2), obtêm-se bobinas com indutâncias extremamente altas, na ordem dos *henry* (H), o que se torna bastante difícil de implementar na prática.

Desta forma, para reduzir o valor da indutância das bobinas são introduzidos no sistema dois condensadores externos,  $C_{ext1}$  e  $C_{ext2}$ , dando origem à topologia de compensação LC, apresentado nas Figuras 4.9 e 4.10.

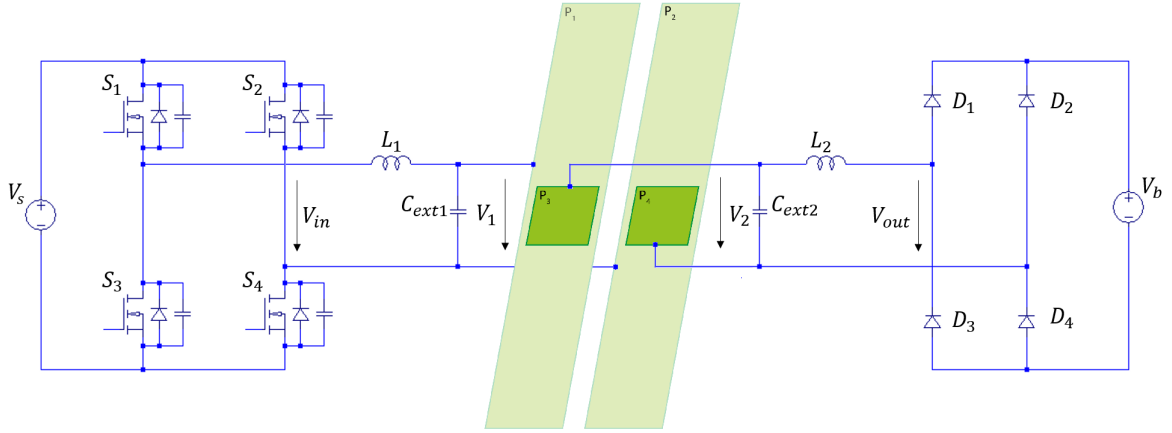
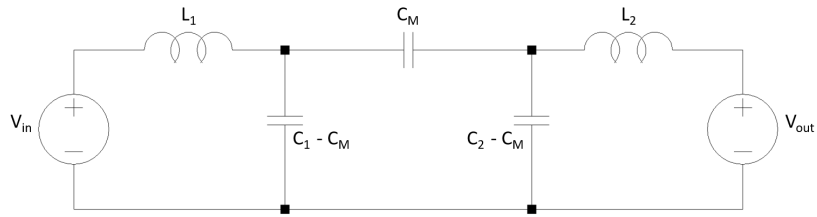
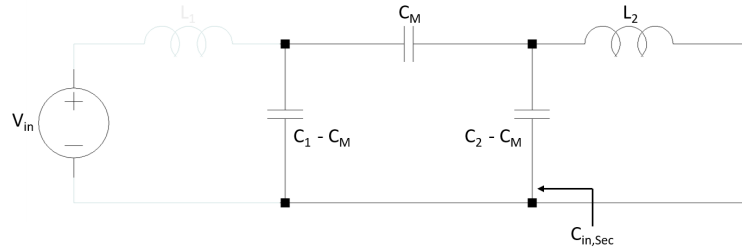


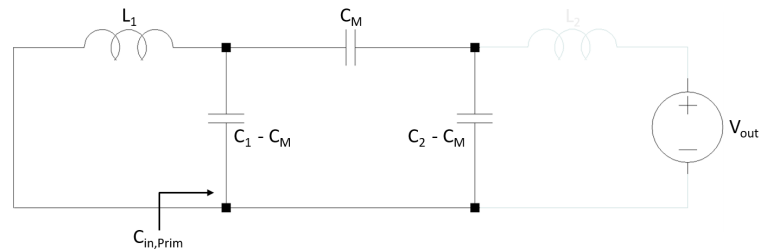
Figura 4.9: Topologia de compensação do tipo LC de um sistema CPT dinâmico.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.10: Análise FHA de um sistema CPT com compensação LC. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário.

Visto que os condensadores externos são conectados em paralelo com as auto capacidades de acoplamento  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , a capacidade de compensação total pode ser definida como,

$$\begin{cases} C_1 = C_{in1} + C_{ext1} \\ C_2 = C_{in2} + C_{ext2} \end{cases} \quad (4.5)$$

Comparativamente à topologia de série L, apenas foram introduzidos no sistema dois condensadores externos em paralelo com o Acoplador Capacitivo. Logo, analisando as duas fontes de tensão separadamente, através da análise FHA e do Teorema de Sobreposição, obtém-se a mesma análise apresentada nas Figuras 4.7 e 4.8, onde se formam apenas dois filtros LC.

As capacidades equivalentes vistas da entrada das placas do lado primário e secundário são agora definidas como

$$\begin{cases} C_{in,Prim} = C_1 (1 - K_C^2) \\ C_{in,Sec} = C_2 (1 - K_C^2) \end{cases} \quad (4.6)$$

dando origem à seguinte Equação das bobinas  $L_1$  e  $L_2$ ,

$$\begin{cases} L_1 = 1 / (\omega^2 \cdot C_1 \cdot (1 - K_C^2)) \\ L_2 = 1 / (\omega^2 \cdot C_2 \cdot (1 - K_C^2)) \end{cases} \quad (4.7)$$

Como os condensadores externos apresentam um valor bastante superior às auto capacidades de acoplamento, pela Equação 3.30, pode deduzir-se que

$$K_C \ll 1, \text{ logo, } (1 - K_C^2) \approx 1. \quad (4.8)$$

Como  $C_1$  e  $C_2$  são bastante superiores a  $C_{in1}$  e  $C_{in2}$ , consegue diminuir-se o valor das indutâncias das bobinas  $L_1$  e  $L_2$ .

Para calcular a quantidade de energia transferida no sistema, deve começar-se por determinar a função de transferência entre a tensão primária e secundária do acoplador,  $V_1$  e  $V_2$ , respetivamente, Figura 4.2 [10]. A função de transferência de tensão do lado primário para o lado secundário e do lado secundário para o lado primário,  $H_{1,2}$  e  $H_{2,1}$ , respetivamente, pode ser expressa da seguinte forma, na Equação 4.9

$$\begin{cases} H_{1,2} = \left. \frac{V_2}{V_1} \right|_{I_2=0} = \frac{C_M}{C_2} = K_C \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \\ H_{2,1} = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_1=0} = \frac{C_M}{C_1} = K_C \sqrt{\frac{C_2}{C_1}} \end{cases} \quad (4.9)$$

Como é possível verificar na Figura 4.10b, a corrente de saída depende da tensão de entrada, logo, com o auxílio da função de transferência obtida na Equação 4.9, é possível calcular a corrente de saída (Equação 4.10)

$$\begin{cases} V_2 = H_{2,1} \cdot V_1 = \frac{C_1}{C_M} \cdot V_1 \\ I_{L2} = V_2 \cdot \frac{1}{j\omega L_2} = \frac{C_1}{C_M} \cdot \frac{1}{j\omega L_2} \cdot V_1 \end{cases} \quad (4.10)$$

Por outro lado, na Figura 4.10c, demonstra-se que a tensão de saída não afeta a corrente de saída. Assim sendo, a potência de saída do sistema pode ser expressa por

$$P_{out} = |V_{out}| \cdot |I_{L2}| = \omega \cdot C_M \cdot \frac{(1-K_C^2)}{K_C^2} \cdot |V_{in}| \cdot |V_{out}|. \quad (4.11)$$

Com base na Equação 4.11, pode verificar-se que a potência é diretamente proporcional à frequência de operação  $f_{sw}$ , à capacidade mútua  $C_M$  e às tensões  $V_{in}$  e  $V_{out}$ . Porém, é

inversamente proporcional ao  $K_C$ . Tal como referido anteriormente, ao adicionar um condensador externo de valor superior às capacidades internas do acoplador,  $K_C$  diminui, permitindo, assim, aumentar a potência do sistema, tal como se pode verificar na Tabela 4.3.

Tabela 4.3: Especificações do sistema e valores dos parâmetros da topologia LC.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$V_{in}$	60 V	$V_{out}$	60 V
$C_{in1}$	10.2374 pF	$C_{in2}$	4.9480 pF
$C_{ext1}$	100 pF	$C_{ext2}$	100 pF
$L_1$	102.24 $\mu$ H	$L_2$	107.40 $\mu$ H
$C_M$	4.9480 pF	$K_C$	3.4%
$f_{sw}$	1.5 MHz	$P_{out}$	87 W

Com base no artigo [35], sabe-se que é possível demonstrar a eficiência para este tipo de compensação pela Equação expressa em 4.12,

$$\eta_{LC} = \frac{1}{1 + \alpha_1 + \alpha_2 + \frac{1}{K_C^2 Q_1 Q_2} \cdot \left( \alpha_2 + \frac{1}{\alpha_2} + 2 \right)}. \quad (4.12)$$

Onde  $\alpha_1$  e  $\alpha_2$  representam as razões de carga, e  $Q_1$  e  $Q_2$  o fator de qualidade do lado primário e secundário dos circuitos ressonantes.  $R_1$  e  $R_2$  representam as perdas de potência dos componentes ressonantes do lado primário e do lado secundário

$$\begin{cases} R_1 = R_{L_1} + R_{C_1}, R_2 = R_{L_2} + R_{C_2} \\ Q_1 = 1/(\omega C_1 R_1), Q_2 = 1/(\omega C_2 R_2) \\ \alpha_1 = R_1/R_L, \alpha_2 = R_2/R_L \end{cases} \quad (4.13)$$

Pela Equação 4.12, é possível verificar que a eficiência é diretamente proporcional ao coeficiente de acoplamento  $K_C$ . Logo, não é possível melhorar o rendimento através da otimização dos parâmetros do circuito, pois a potência relaciona-se inversamente com o  $K_C$ .

Posto isso, foram adicionados ao circuito dois filtros,  $L_{f1} - C_{f1}$  e  $L_{f2} - C_{f2}$ , obtendo-se a topologia de compensação LCLC, representada na Figura 4.11, e respetiva análise, na Figura 4.12.

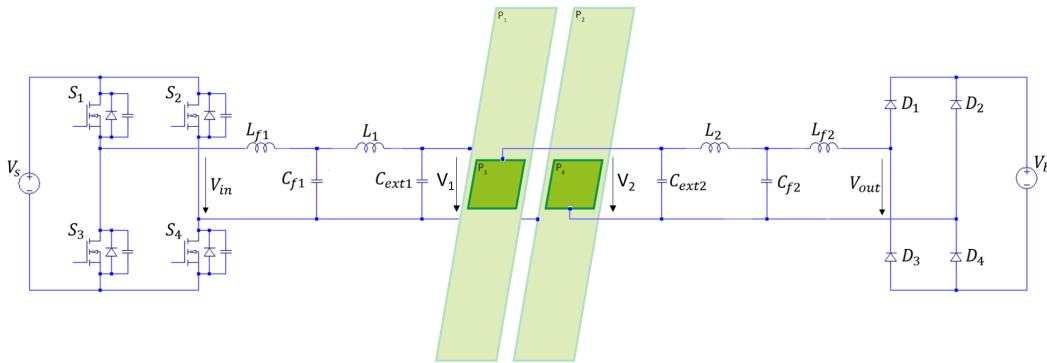


Figura 4.11: Topologia de compensação do tipo LCLC de um sistema CPT dinâmico.

Na Figura 4.11,  $L_{f1}-C_{f1}$  comporta-se como um filtro Passa-Baixo na entrada do circuito e  $L_{f2}-C_{f2}$  como um filtro Passa-Baixo na saída do circuito. Como os parâmetros de compensação são projetados para obter ressonâncias na mesma frequência e para serem simétricos,  $L_{f1} = L_{f2}$  e  $C_{f1} = C_{f2}$ .

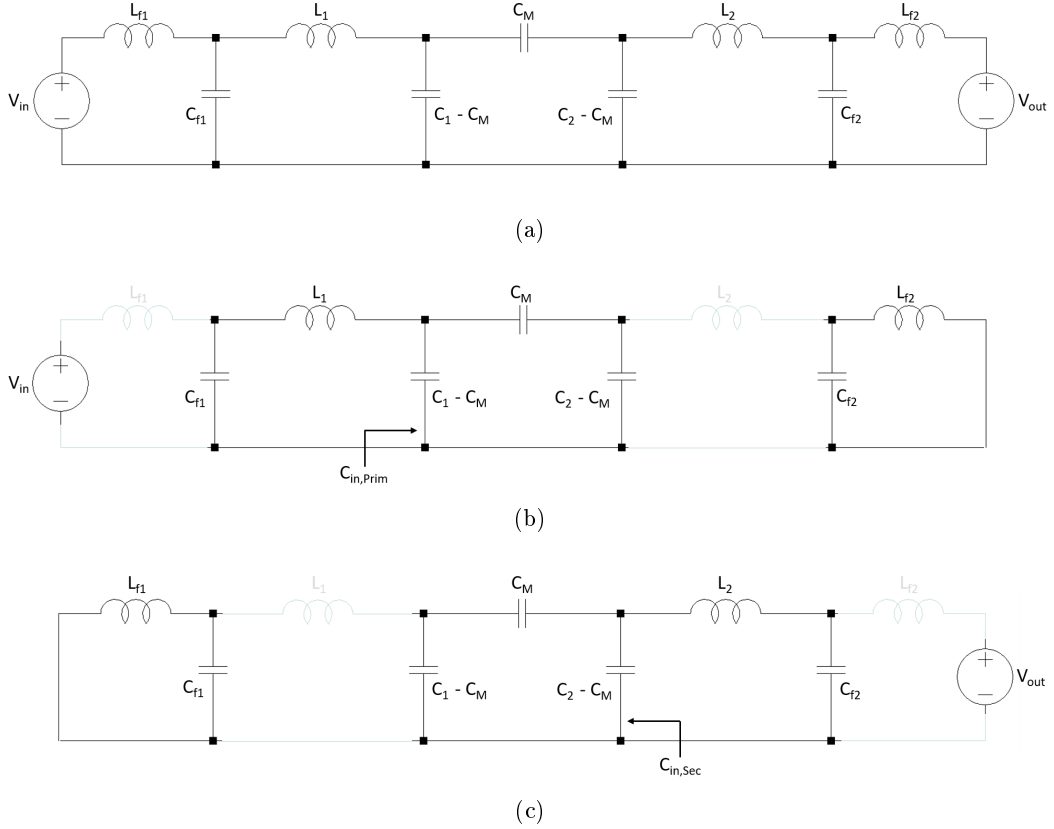


Figura 4.12: Análise FHA de um sistema CPT com compensação LCLC. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário.

Na Figura 4.11,  $L_{f1}-C_{f1}$  comporta-se como um filtro Passa-Baixo na entrada do circuito e  $L_{f2}-C_{f2}$  como um filtro Passa-Baixo na saída do circuito. Como os parâmetros de compensação são projetados para obter ressonâncias na mesma frequência e para serem simétricos,  $L_{f1} = L_{f2}$  e  $C_{f1} = C_{f2}$ .

A análise do sistema é efetuada de forma semelhante às topologias previamente apresentadas (análise FHA e Teorema de Sobreposição), obtendo os circuitos apresentados na Figura 4.12. Na Figura 4.12b, o circuito ressonante é apenas alimentado pela fonte de onda quadrada de entrada  $V_{in}$ . É formado um circuito ressonante com impedância infinita, constituído por  $C_{f1}$ ,  $L_1$  e  $C_{in,Prim}$ , fazendo com que não circule corrente na bobina  $L_{f1}$ . Desta forma, a corrente de entrada não depende da tensão de entrada  $V_{in}$ .  $L_{f1}$  é tratado como circuito aberto.  $L_{f2}$  e  $C_{f2}$  formam outro circuito ressonante paralelo de impedância infinita. Logo,  $L_2$  é considerado como circuito aberto.

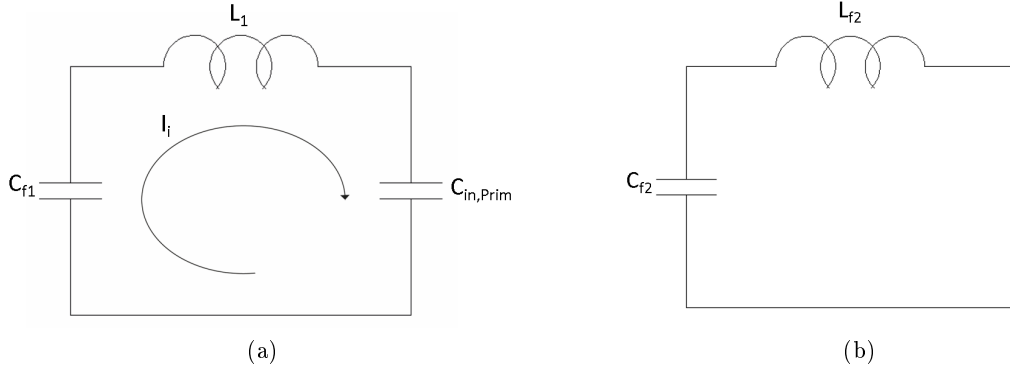


Figura 4.13: Filtros ressonantes resultantes do Teorema da Sobreposição apenas alimentado pela fonte do lado primário. (a) Filtro CLC. (b) Filtro LC.

Por conseguinte, através da Figura 4.13, pode retirar-se a seguinte relação de parâmetros expressa em 4.14.

$$\begin{cases} \frac{1}{j\omega C_{in,Prim}} \cdot I_i + j\omega L_1 \cdot I_i + \frac{1}{j\omega C_{f1}} \cdot I_i = 0 \\ \omega = 2\pi f_{sw} = \frac{1}{\sqrt{L_{f2} C_{f2}}} \end{cases} \quad (4.14)$$

obtendo-se assim a seguinte Equação para a bobina  $L_1$ .

$$L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_{in,Prim}} + \frac{1}{\omega^2 C_{f1}} \quad (4.15)$$

Para calcular a corrente de saída do circuito é necessário obter as expressões das tensões  $V_1$  e  $V_2$  à entrada do acoplador. Como  $L_{f1}$  e  $L_2$  são tratados como circuitos abertos,  $V_{C_{f1}} = V_{in}$  e  $V_{C_{f2}} = V_2$ . A expressão da tensão  $V_1$  é obtida através de um divisor resistivo e a tensão  $V_2$  através da função de transferência entre as tensões primária e secundária, apresentadas na Equação 4.9,

$$\begin{cases} V_1 = \frac{Z_{C_{in,Prim}}}{Z_{C_{in,Prim}} + Z_{L_1}} \cdot V_{C_{f1}} = \frac{C_{f1}}{C_{in,Prim}} V_{in} \\ V_2 = H_{1,2} V_1 = \frac{C_M}{C_2} V_1 \end{cases} \quad (4.16)$$

onde  $Z_{C_{in,Prim}}$  representa a impedância da capacidade equivalente vista da entrada das placas do lado primário e  $Z_{L_1}$  a impedância da bobina  $L_1$ .

Então, a corrente de saída pode ser expressa da seguinte forma

$$I_{L_{f2}} = V_2 \frac{1}{j\omega L_{f2}} = \frac{\omega}{j} \frac{C_M}{(1-K_C^2)} \frac{C_{f1} C_{f2}}{C_1 C_2} V_{in}. \quad (4.17)$$

Como existe um retificador de ponte completa na saída do circuito, a tensão de saída e a corrente vão estar em fase. Na Figura 4.12c, pode verificar-se que a tensão de saída não afeta a corrente de saída, por consequência, a potência de saída do sistema pode ser expressa da seguinte forma

$$P_{out} = |I_{L_{f2}}| |V_{out}| = \omega \frac{C_M}{(1-K_C^2)} \frac{C_{f1} C_{f2}}{C_1 C_2} |V_{in}| |V_{out}|. \quad (4.18)$$

Através da Equação 4.18, verifica-se que a potência de saída do sistema já não se relaciona com o  $K_C$ . Assim sendo, é possível manter um valor elevado de  $K_C$ , permitindo melhorar a eficiência do sistema, sem afetar a potência.

Na Figura 4.12c, o circuito ressonante é apenas alimentado pela fonte  $V_{out}$ . Neste caso, foi efetuada uma análise semelhante à da Figura 4.12b, na qual também se formam dois circuitos ressonantes com impedância infinita,  $C_{in,Sec}$ ,  $L_2$  e  $C_{f2}$ , fazendo com que não circule corrente na bobina  $L_{f2}$ , que é então tratada como circuito aberto;  $L_{f1}$  e  $C_{f1}$ , que formam outro circuito ressonante paralelo de impedância infinita. Por isso,  $L_2$  é também, considerado como circuito aberto. Por causa disso, a corrente de entrada apenas depende da tensão de saída.

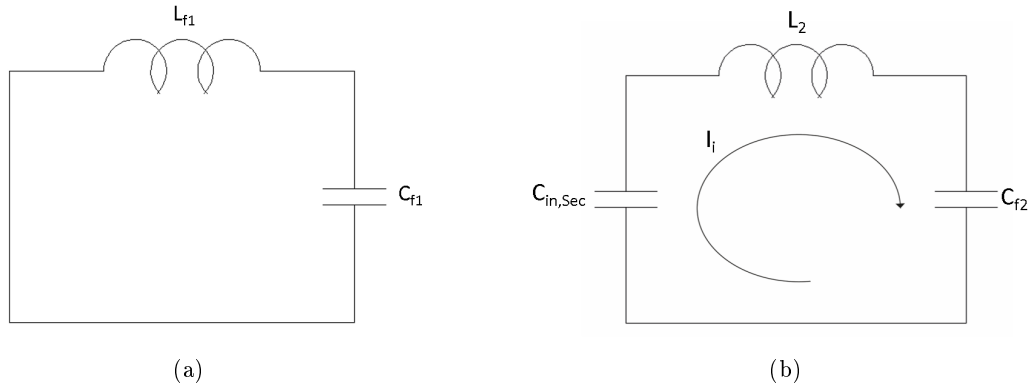


Figura 4.14: Filtros ressonantes resultantes do Teorema da Sobreposição apenas alimentado pela fonte do lado secundário. (a) Filtro LC. (b) Filtro CLC.

Logo, através da Figura 4.14, pode deduzir-se a seguinte relação de parâmetros

$$\begin{cases} \frac{1}{j\omega C_{in,Sec}} \cdot I_i + j\omega L_2 \cdot I_i + \frac{1}{j\omega C_{f2}} \cdot I_i = 0 \\ \omega = 2\pi f_{sw} = \frac{1}{\sqrt{L_{f1} C_{f1}}} \end{cases} \quad (4.19)$$

Obtém-se, assim, a seguinte Equação 4.20 para a bobina  $L_2$ ,

$$L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_{in,Sec}} + \frac{1}{\omega^2 C_{f2}}. \quad (4.20)$$

Para calcular a corrente de entrada do circuito, é necessário obterem-se as expressões das tensões  $V_1$  e  $V_2$  do acoplador. Já que,  $L_{f2}$  e  $L_1$  são tratados como circuitos abertos,  $V_{C_{f1}} = V_1$  e  $V_{C_{f2}} = V_{out}$ . A expressão da tensão  $V_2$  é obtida através de um divisor resistivo e a tensão  $V_1$  através da função de transferência entre as tensões primária e secundária apresentada na Equação 4.9,

$$\begin{cases} V_2 = \frac{Z_{C_{in,Sec}}}{Z_{C_{in,Sec}} + Z_{L_2}} * V_{C_{f2}} = \frac{C_{f2}}{C_{in,Sec}} V_{out} \\ V_1 = H_{2,1} V_2 = \frac{C_M}{C_1} V_2 \end{cases}, \quad (4.21)$$

onde  $Z_{C_{in,Sec}}$  representa a impedância da capacidade equivalente vista da entrada das placas do lado secundário e  $Z_{L_2}$  a impedância da bobina  $L_2$ , respetivamente.



Logo, a corrente de entrada pode ser expressa da seguinte forma,

$$I_{L_{f1}} = V_1 \frac{1}{j\omega L_{f1}} = \frac{\omega}{j} \frac{C_M}{(1-K_C^2)} \frac{C_{f1}C_{f2}}{C_1C_2} V_{out}, \quad (4.22)$$

obtendo a potência de entrada do sistema traduzida na equação 4.23.

$$P_{in} = -|I_{L_{f1}}| |V_{in}| = \omega \frac{C_M}{(1-K_C^2)} \frac{C_{f1}C_{f2}}{C_1C_2} |V_{in}| |V_{out}|. \quad (4.23)$$

Considerando a tensão de entrada e de saída DC,  $V_s$  e  $V_b$  (simulando a tensão da bateria do veículo), respetivamente, através das Equações 4.18, 4.23 e 4.1, pode constatar-se que,

$$P_{in} = P_{out} \approx \omega \frac{C_M}{(1-K_C^2)} \frac{C_{f1}C_{f2}}{C_1C_2} \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cdot \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_b \quad (4.24)$$

Desta forma, através das equações apresentadas, os parâmetros do circuito foram dimensionados, sendo os resultados apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4: Especificações do sistema e valores dos parâmetros da topologia LCLC.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$V_{in}$	60 V	$V_{out}$	60 V
$C_{in1}$	10.2374 pF	$C_{in2}$	4.9480 pF
$C_{ext1}$	70 pF	$C_{ext2}$	70 pF
$L_1$	145.39 $\mu$ H	$L_2$	155.31 $\mu$ H
$C_{f1}$	2.36 nF	$C_{f2}$	2.36 nF
$L_{f1}$	4.77 $\mu$ H	$L_{f2}$	4.77 $\mu$ H
$C_M$	4.9480 pF	$K_C$	4.71%
$f_{sw}$	1.5 MHz	$P_{out}$	93 W

Na tabela 4.4, verifica-se que, para um sistema LCLC, é possível aumentar o valor do  $K_C$ , mantendo uma alta potência no sistema, ou seja, através da otimização dos parâmetros do circuito, é possível aumentar a potência do sistema, não afetando a eficiência. Contudo, comparativamente aos valores dos parâmetros obtidos na Tabela 4.3, para uma compensação do tipo LC, pode constatar-se que o valor das indutâncias das bobinas  $L_1$  e  $L_2$  aumentou.

Deste modo, com o objetivo de reduzir o valor das indutâncias dessas bobinas, mantendo a potência e a eficiência do sistema, foram alteradas as posições dos condensadores e das bobinas dos filtros  $L_{f1} - C_{f1}$  e  $L_{f2} - C_{f2}$ , obtendo-se, desta forma, a topologia do tipo CLLC, apresentada na figura 4.15 e sua análise na Figura 4.16.

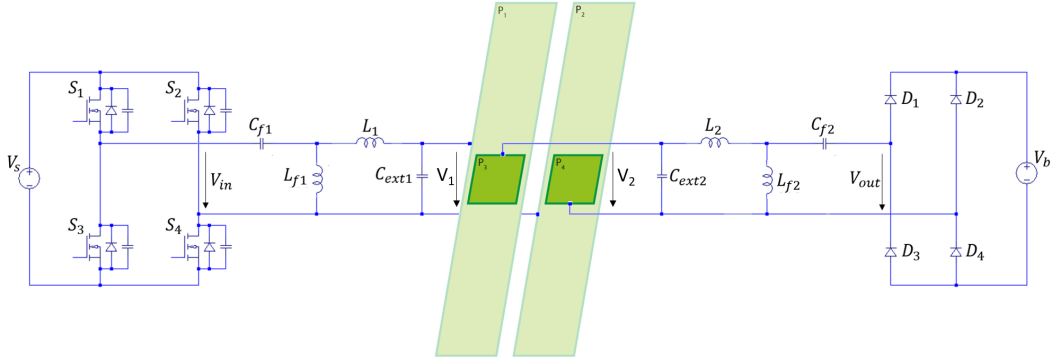


Figura 4.15: Topologia de compensação do tipo CLLC de um sistema CPT dinâmico.

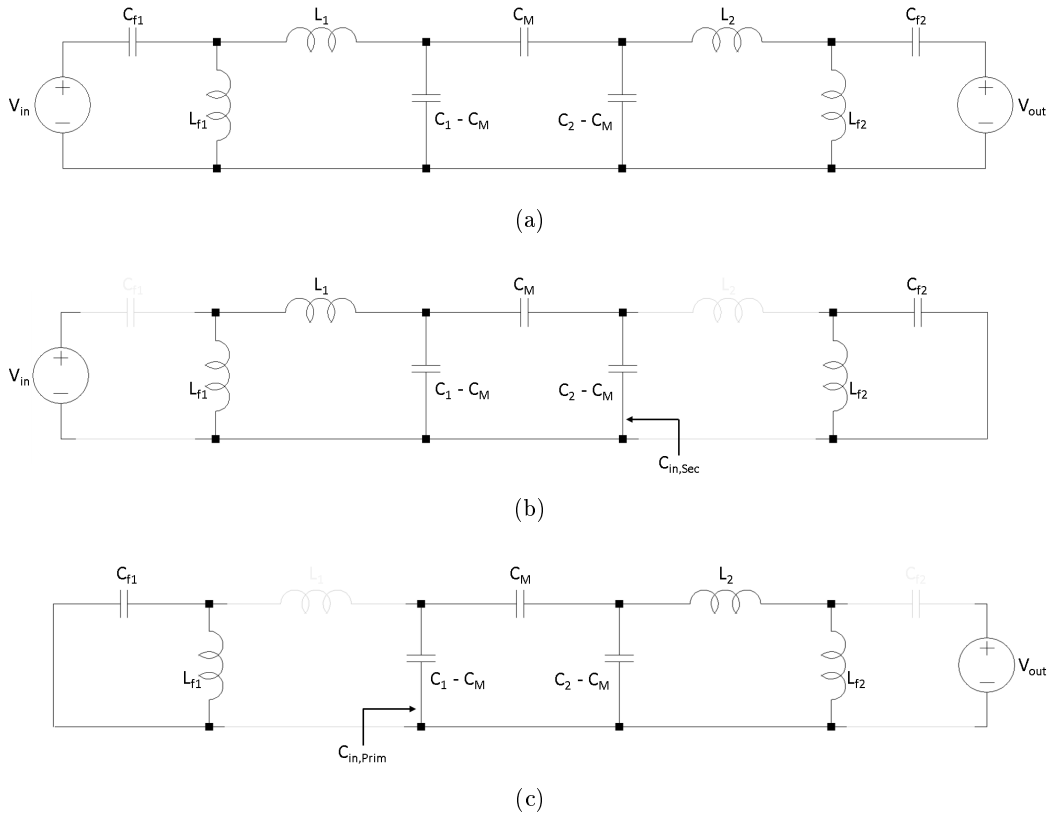


Figura 4.16: Análise FHA de um sistema CPT com compensação CLLC. (a) Modelo do circuito simplificado. (b) Apenas alimentado pela fonte do lado primário. (c) Apenas alimentado pela fonte do lado secundário.

De forma a obter a equação das bobinas  $L_1$  e  $L_2$ , assim como da potência do sistema, realizou-se uma análise semelhante à apresentada para a topologia do tipo LC e LCLC. Na Figura 4.16, verifica-se que o sistema apresenta também dois filtros ressonantes quando alimentados pela tensão de entrada,  $V_{in}$ , e outros dois quando alimentados pela tensão de saída  $V_{out}$ , tal como acontece na topologia LCLC. A Figura 4.17 ilustra os filtros ressonantes resultantes

da análise deste sistema.

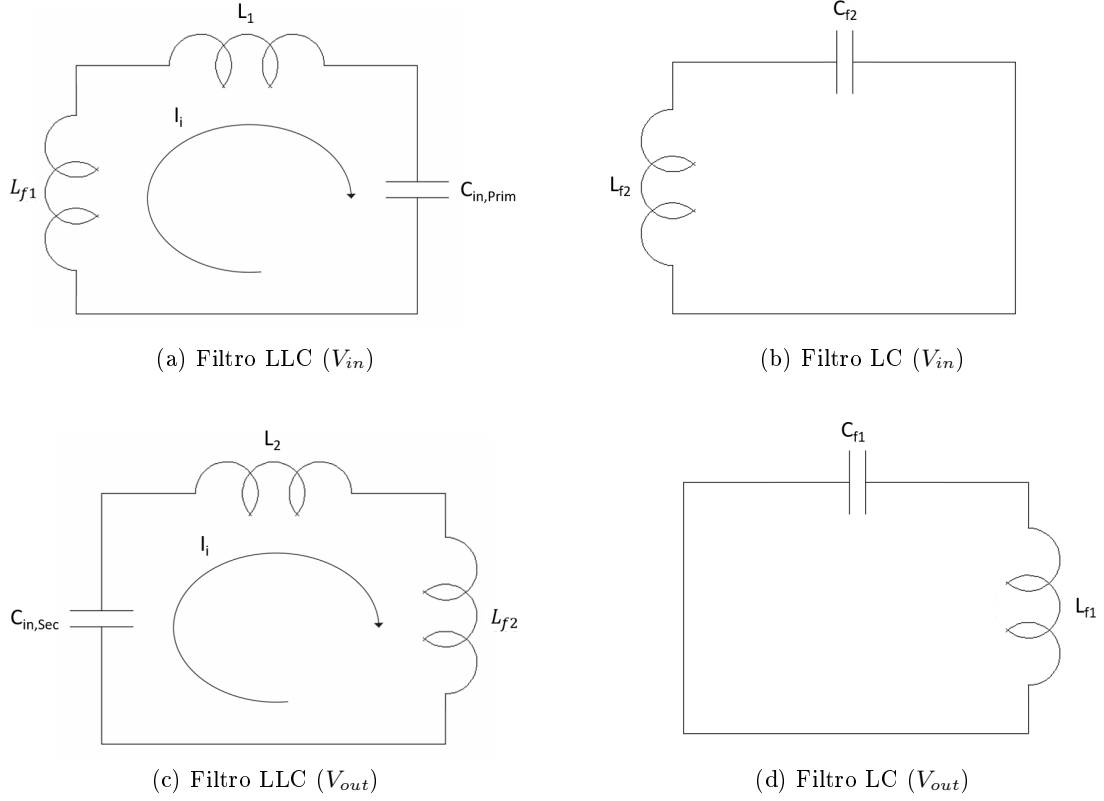


Figura 4.17: Filtros de ressonância resultantes da análise do sistema com topologia CLLC, a) e b) alimentado por ( $V_{in}$ ) e c) e d) alimentado por ( $V_{out}$ ).

Assim sendo, através da relação dos parâmetros da figura 4.17, é possível retirar as equações das bobinas  $L_1$  e  $L_2$

$$\begin{cases} L_1 = \frac{1}{\omega^2 C_{in,Prim}} - L_{f1} \\ L_2 = \frac{1}{\omega^2 C_{in,Sec}} - L_{f2} \end{cases} \quad (4.25)$$

Para obter a equação correspondente da potência de saída do sistema é necessário calcular a corrente de saída do mesmo. Posto isto, e realizando o mesmo processo de análise apresentado na topologia anterior, retira-se a seguinte expressão para a equação da corrente,

$$I_{C_{f2}} = V_2 \cdot j\omega C_{f1} = \frac{\omega}{j} \frac{C_M}{(1-K_C^2)} \frac{C_{f1} C_{f2}}{C_1 C_2} V_{in} \quad (4.26)$$

Recorrendo às equações 4.17 e 4.26, conclui-se que a potência de saída do sistema com topologia LCLC é exatamente igual à potência de saída do sistema com topologia CLLC. Por consequência é obtida a mesma potência de entrada e saída em ambas as topologias.

Na tabela 4.5, é apresentado o dimensionamento dos parâmetros do circuito da topologia CLLC.

Tabela 4.5: Especificações do sistema e valores dos parâmetros da topologia CLLC.

Parâmetro	Valor	Parâmetro	Valor
$V_{in}$	60 V	$V_{out}$	60 V
$C_{in1}$	10.2374 pF	$C_{in2}$	4.9480 pF
$C_{ext1}$	70 pF	$C_{ext2}$	70 pF
$L_1$	135.85 $\mu$ H	$L_2$	145.77 $\mu$ H
$C_{f1}$	2.36 nF	$C_{f2}$	2.36 nF
$L_{f1}$	4.77 $\mu$ H	$L_{f2}$	4.77 $\mu$ H
$C_M$	4.9480 pF	$K_C$	4.71%
$f_{sw}$	1.5 MHz	$P_{out}$	93 W

Comparando as topologias LCLC e CLLC, ambas apresentam exatamente o mesmo valor de potência de saída,  $P_{out}$ , embora na topologia CLLC as bobinas  $L_1$  e  $L_2$ , apresentem uma redução de 10  $\mu$ H do seu valor de indutância.

Visto não se ter obtido uma redução significativa do valor das indutâncias das bobinas, optou-se por implementar a topologia LCLC.

Em sistemas de alta potência, é necessário ter em atenção as elevadas tensões que se geram nos componentes do circuito, nomeadamente nas placas do Acoplador Capacitivo.

Deste modo, o sistema foi projetado e simulado no *Software* LTspice de acordo com os valores dos parâmetros apresentados na Tabela 4.4.

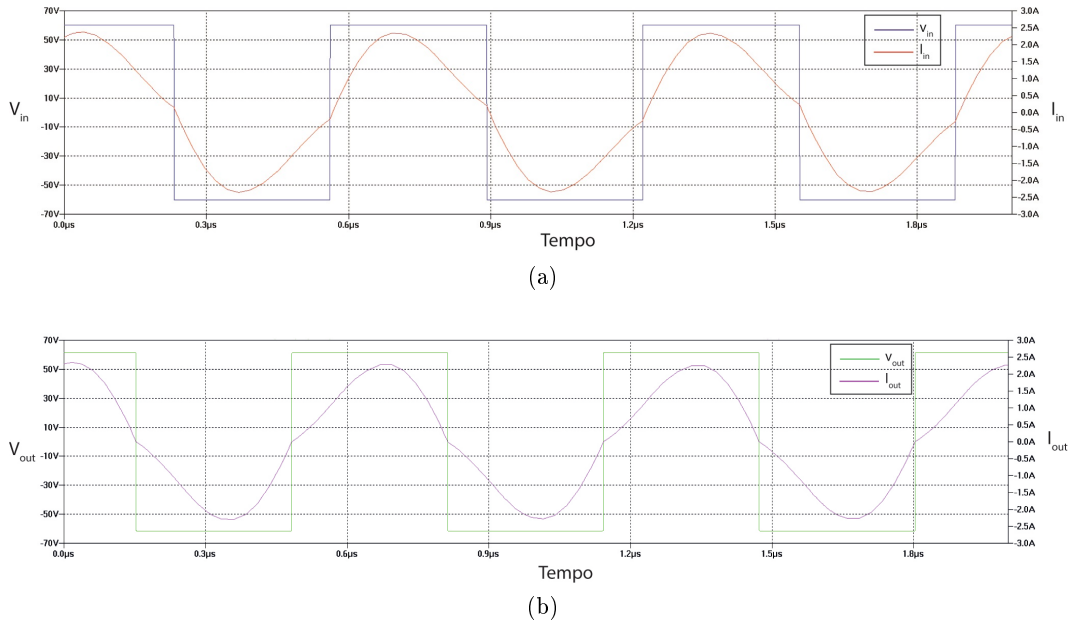


Figura 4.18: Simulação das formas de onda obtidas no *Software* LTspice (a) Tensão e corrente de entrada. (b) Tensão e corrente de saída.

As formas de onda obtidas no sistema CPT dinâmico, são demonstradas na Figura 4.18. Através delas, verifica-se que a corrente de entrada  $I_{in}$  e a tensão de entrada  $V_{in}$ , estão praticamente em fase. Logo, a potência reativa que circula no sistema é quase nula permitindo

melhorar a eficiência do mesmo [46]. Como existe um retificador de díodos de ponte completa no lado secundário, à saída do circuito, a tensão e a corrente de saída estão praticamente em fase.

Para a obtenção das equações da tensão em cada componente do circuito, foi necessário recorrer à análise do sistema LCLC apresentada na Figura 4.12, assim como às equações 4.17 e 4.22, obtendo assim a tabela 4.6.

Tabela 4.6: Tensão de Pico dos componentes do circuito LCLC.

Componente	Tensão de Pico	Componente	Tensão de Pico
$L_{f1}$	$V_{L_{f1}} = \frac{C_M C_{f1}}{C_1 C_2 (1 - k_C^2)} \cdot V_{out}$	$L_{f2}$	$V_{L_{f2}} = \frac{C_M C_{f1}}{C_1 C_2 (1 - k_C^2)} \cdot V_{in}$
$C_{f1}$	$V_{C_{f1}} = V_{in} + V_{L_{f1}}$	$C_{f2}$	$V_{C_{f2}} = V_{out} + V_{L_{f2}}$
$L_1$	$V_{L_1} = \omega^2 L_1 C_{f1} \cdot V_{in}$	$L_2$	$V_{L_2} = \omega^2 L_2 C_{f2} \cdot V_{out}$

A tabela 4.7 apresenta o valor *Root mean Square* (Valor eficaz) (RMS) da tensão em cada componente do circuito simulado, através do *LTspice*.

Tabela 4.7: Tensão eficaz em cada componente.

Componente	Tensão (V)	Componente	Tensão (V)
$V_{L_{f1}}$	79	$V_{L_{f2}}$	81
$V_{C_{f1}}$	133	$V_{C_{f2}}$	135
$V_{L_1}$	1680	$V_{L_2}$	1830
$V_{P_1-P_2}$	1630	$V_{P_3-P_4}$	1800
$V_{P_1-P_3}$	841.5	$V_{P_2-P_4}$	841.5

Na Tabela 4.7 verifica-se que a tensão nos componentes dos filtros  $L_{f1} - C_{f1}$  e  $L_{f2} - C_{f2}$  é relativamente baixa, no entanto, as bobinas  $L_1$  e  $L_2$  apresentam uma tensão bastante elevada, na ordem dos  $kV$ . Consequentemente, é necessário ter em atenção o isolamento entre cada volta de fio de *Litz*, no processo de fabrico das bobinas.

As placas de metal, que constituem o Acoplador Capacitivo apresentam, igualmente, elevadas tensões.

Uma das grandes preocupações de segurança de um sistema CPT de elevada potência é a quantidade de emissão do fluxo elétrico que é emitida para o meio. Desta forma, com base nos resultados obtidos da tensão das placas apresentados na tabela 4.7, através de *Software Maxwell*, foram simulados os campos elétricos que se formam à volta das placas. O resultado da simulação é demonstrado na Figura 4.19.

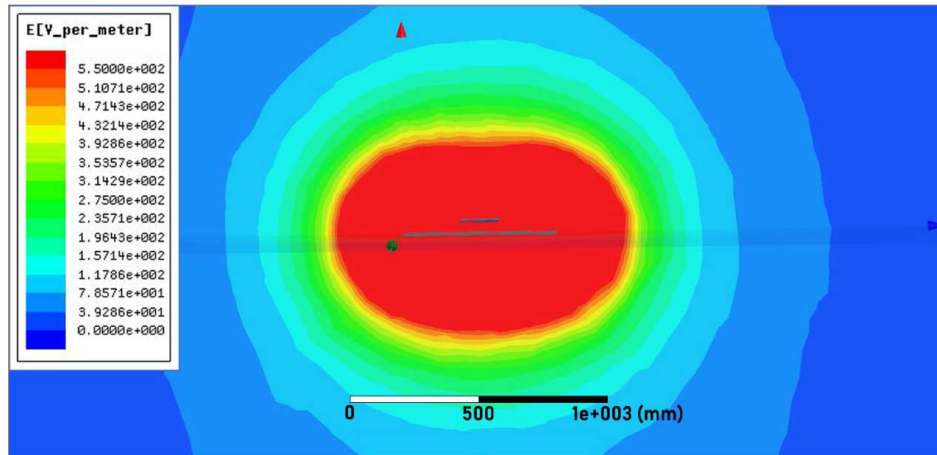


Figura 4.19: Simulação de *Software Maxwell* da distribuição do campo elétrico para um acoplador dinâmico.

De acordo com o padrão IEEE, a distribuição do campo elétrico deve ser inferior a 550 V/m a 1.5 MHz, devido às preocupações com a segurança [4]. Segundo a simulação da distribuição do campo elétrico, pode verificar-se que a distância de segurança necessária para este tipo de sistema é cerca de 500mm. Para aplicações em veículos elétricos é necessário reduzir esta distância. Assim, uma pesquisa futura acerca da estrutura do acoplador, assim como das topologias de compensação, necessita de ser otimizada, permitindo reduzir a distribuição do campo elétrico.

### 4.3 Protótipo Experimental

De acordo com as dimensões do acoplador propostas na Tabela 4.1 e dos parâmetros da Tabela 4.4, foi desenvolvido um protótipo da estrutura de simulação de um sistema CPT dinâmico, assim como o desenvolvimento e simulação de um inversor e retificador de alta frequência.

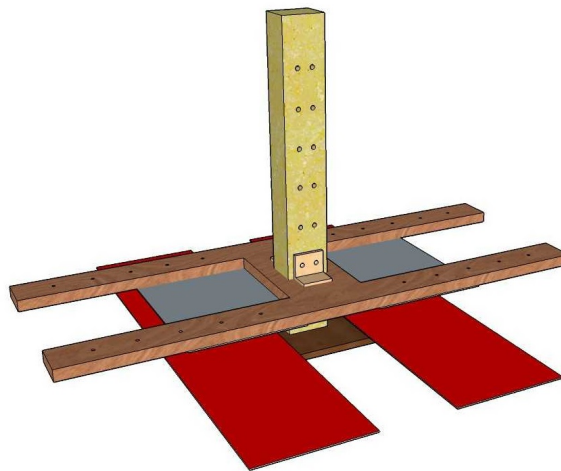


Figura 4.20: Estrutura de suporte do Acoplador Capacitivo em 3D.

Na construção da estrutura do sistema CPT, recorreu-se inicialmente ao *software sketchup*, para obter uma imagem em 3D do resultado final da estrutura que se iria implementar. O uso desta ferramenta teve como finalidade facilitar o processo de montagem e ajudar a dimensionar os materiais necessários para a construção do protótipo, tornando o design o mais real possível.

O Acoplador Capacitivo é constituído por quatro placas de cobre, suportadas num dielétrico do tipo *FR4* com apenas uma das faces cobertas de cobre. As placas que constituem o transmissor apresentam maiores dimensões que as placas do recetor.

Para suportar as placas correspondentes ao transmissor, são utilizadas duas tiras de madeira. Para o recetor, criou-se um suporte em forma de H, com tiras de madeira Balsa, devido ao seu reduzido peso. No suporte, encontram-se vários furos, que permitem variar a distância entre as placas do recetor. A fixação das placas ao suporte é feita recorrendo ao uso de parafusos de plástico.

Através de uma ripa de madeira com um suporte de base, é possível variar a distância  $d$ , entre o emissor e o recetor. Os furos na ripa estão desfasados 50 mm permitindo uma máxima distância entre o emissor e o recetor de 300 mm.

Dois suportes em forma de L foram impressos em 3D, com o objetivo de deslizar o suporte das placas recetoras ao longo da ripa. Através de buchas de madeira, que perfuraram a ripa e o objeto em 3D em simultâneo, foi possível colocar o recetor a uma distância  $d$  pretendida, entre 50 a 300 mm.

O resultado final da estrutura do Acoplador Capacitivo é apresentado na figura 4.21.



Figura 4.21: Estrutura de suporte do Acoplador Capacitivo.

Dado que a frequência de operação do sistema é de 1.5 MHz, foi necessário desenvolver um inversor e um retificador de alta frequência, que suportasse os valores de tensão e corrente pretendidos.

### 4.3.1 Inversor

Para realizar um sistema CPT, é necessário desenvolver um inversor de ponte completa que permitirá converter uma tensão DC, numa tensão AC, fornecendo assim uma corrente alternada ao circuito ressonante.

Para o desenvolvimento de um inversor, é necessário um micro-controlador, que gerará um sinal PWM, um driver, que possibilitará o controlo das *gates* dos *MOSFET's* e uma ponte completa de *MOSFET's*, tal como demonstra a Figura 4.22.

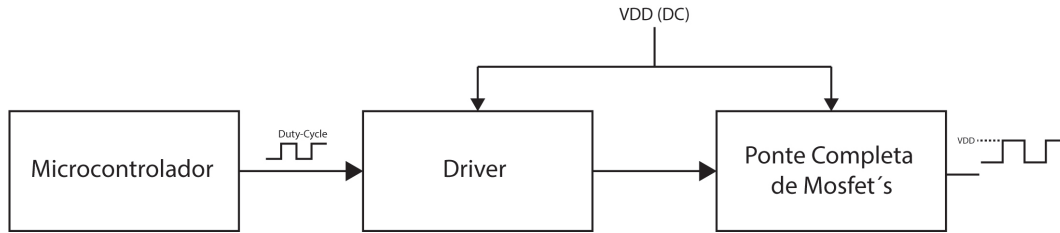


Figura 4.22: Esquema que permite ilustrar de forma simplista todos os passos necessários para a implementação de um Inversor.

Para gerar um sinal PWM e controlar as entradas do driver, foi realizado um programa em  $C^{++}$ , através de um microcontrolador PIC32MX795F512H. Visto que se pretende desenvolver um inversor de ponte completa, foi escolhido um *MOSFET driver*, A3941, que permite o controlo de ponte completa de *MOSFET's* de potência do canal N, com uma comutação rápida de PWM, assim como uma fonte de alimentação de 5.5 a 50V. Os *MOSFET's* são de Silício do tipo N, IRL014, que fornecem uma boa capacidade de comutação a alta frequência.

Através do *datasheet* do *driver*, foi desenvolvida uma placa *Print Circuit Board* (Placa de Circuito Impresso) (PCB), para permitir testar o circuito. O esquema da placa apresentada na figura 4.23, foi desenvolvido com o auxílio do *software*, *Eagle*.

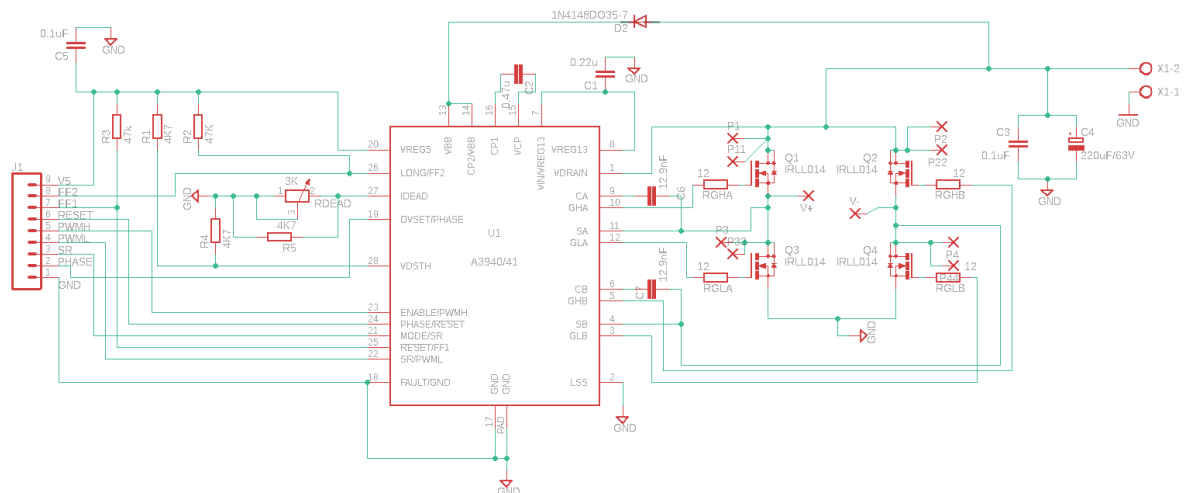


Figura 4.23: Esquema do circuito implementado do Inversor desenvolvido no *Software Eagle*.

Todos os componentes do circuito foram projetados de acordo com o *datasheet* do *driver*. No entanto, quando ocorre uma transição no estado de funcionamento dos *MOSFET's*, ou



seja, quando transitam da região de saturação para a região de corte e vice-versa, é prática comum desligar todos os *MOSFET's* durante um curto período de tempo, designado este por *dead time* (tempo morto), antes de ocorrer a próxima transição. Assim sendo, para permitir controlar o *dead time*, a resistência, RDead, do *datasheet* foi substituída por um potenciômetro.

A tabela 4.8, apresenta a lista de todos os componentes que foram utilizados.

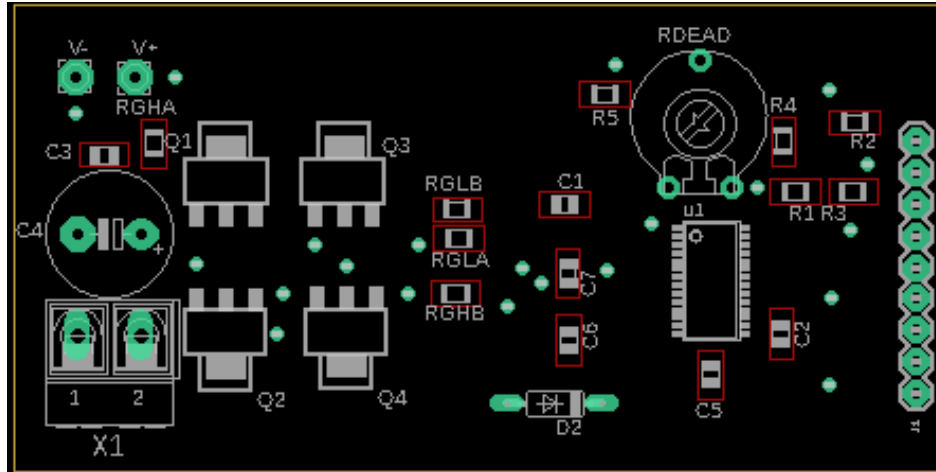


Figura 4.24: Posicionamento dos componentes que constituem o inversor no PCB.

Tabela 4.8: Lista de componentes da placa.

Quantidade	Referência	Descrição
1	j1	Conetor de 9 pinos
1	X1	Conetor de 2 pinos
2	R1,R4	4K7 SMD 0805
2	R2,R3	47K SMD 0805
4	R5,R6,R8,R9	12 SMD 0805
1	R7	4K7
1	C1	0.22 $\mu$ F SMD 0805
1	C2	0.47 $\mu$ F SMD 0805
2	C3,C5	0.1 $\mu$ F SMD 0805
1	C4	220 $\mu$ F/63V
2	C6,C7	12.2 nF SMD 0805
4	Q1,Q2,Q3,Q4	IRLL014 SMD
1	D2	Díodo 1N4148

Para a obtenção do *layout*, foi necessário ter alguns aspetos em consideração. Uma vez que as linhas de transmissão não se podem sobrepor, foi necessário criar vias, que permitissem a passagem das linhas pela parte de baixo da placa. Foi também necessário criar *patch's* com um certa dimensão, permitindo a dissipação de energia dos *MOSFET's*.

Depois de ter em consideração todos os aspetos referidos anteriormente, foi possível obter o *layout* do PCB apresentado na figura 4.25.

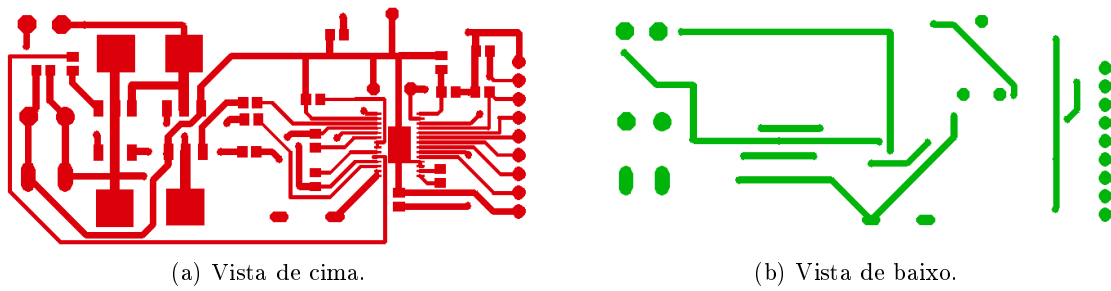
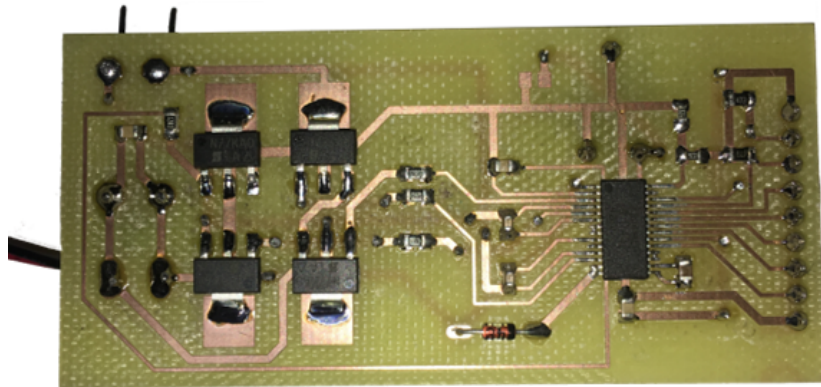
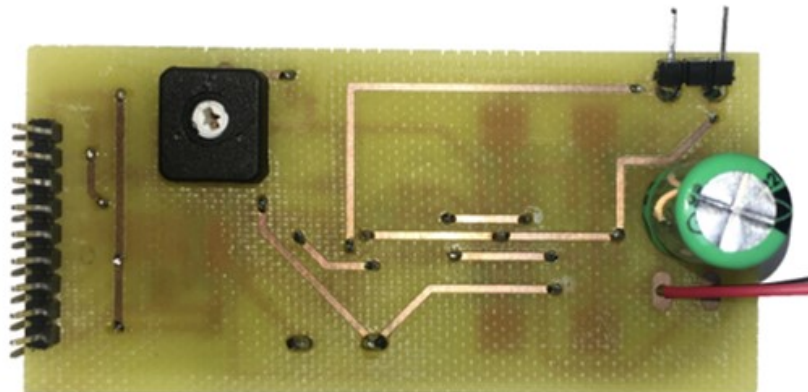


Figura 4.25: Layout obtido do Inversor através do *Software Eagle*.

A figura que se apresenta de seguida ilustra o resultado final do PCB do inversor.



(a) Vista de cima.



(b) Vista de baixo.

Figura 4.26: Resultado final do PCB do Inversor desenvolvido.

### 4.3.2 Retificador

De forma a obter uma corrente contínua à saída do sistema, é necessário desenvolver um retificador de diodos de ponte completa, com o objetivo de converter uma tensão AC em DC. Para o desenvolvimento do retificador, foi criada uma placa PCB com diodos *Schootky Silicon*

*Carbide*, uma vez que operam a altas frequências e apresentam uma comutação extremamente rápida. Tendo em conta todas as considerações necessárias para a construção do *layout*, foi possível obter a figura 4.27.

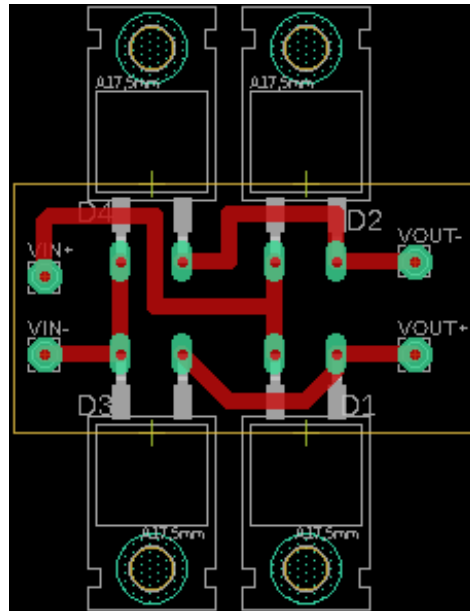


Figura 4.27: Layout do Retificador desenvolvido através do *Software Eagle*.

A Figura 4.28 ilustra o resultado final do PCB do retificador.

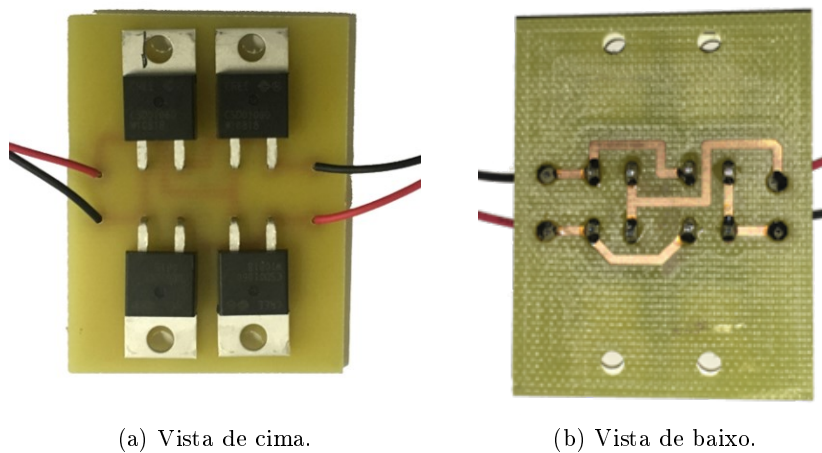


Figura 4.28: Resultado final do PCB do Retificador desenvolvido.

## 4.4 Validação experimental

O objetivo desta secção, tal como o nome indica, é a validação na prática dos resultados simulados. Contudo, apesar de o objetivo desta dissertação ser a simulação de um sistema CPT

dinâmico, devido aos resultados apresentados na Tabela 4.4 e na Tabela 4.7, pode verificar-se que serão obtidas altas tensões nas placas do acoplador, assim como uma elevada potência à saída. Assim sendo, torna-se um sistema que requer um cuidado acrescido para realizar um teste real.

De acordo com o padrão IEEE, a distribuição do campo elétrico deve ser inferior a 550 V/m a 1.5 MHz, devido à preocupação com a segurança humana [4]. Logo, de acordo com a simulação da distribuição do campo elétrico obtida na figura 4.19, a distância de segurança necessária para este sistema é cerca de 500 mm. Desta forma, visto que não se conseguiu adquirir um meio laboratorial que permitisse reunir todas as condições de segurança necessárias para a elaboração do teste completo do sistema, e devido ao tempo reduzido para a finalização do projeto, optou-se por apenas testar o inversor e o retificador desenvolvidos no subcapítulo anterior.

Assim sendo, numa primeira parte, é apresentado, nesta secção, todo o processo de montagem para o teste do Inversor e Retificador. Serão também ilustrados todos os resultados obtidos experimentalmente.

Na última parte desta secção, serão expostas observações adicionais relativamente, quer ao processo, quer aos resultados obtidos nas medições.

#### 4.4.1 Inversor

Para a simulação do Inversor desenvolvido no subcapítulo anterior, foi necessário um Microcontrolador, que permitiu ativar certas portas do *driver*, de forma a garantir o funcionamento desejado, assim como, gerar um PWM de 50% à frequência de 1.5 MHz. Foi necessário também uma fonte de alimentação, para se conseguir obter à saída do inversor o valor de tensão desejado.

De forma a alcançar um controlo contínuo sobre a corrente de carga foi necessário usar um decaimento rápido dos *MOSFET's*. Portanto, as entradas do *driver* foram programadas de acordo com a Figura 4.29, apresentada no *datasheet* do componente, permitindo obter um controlo total dos 4 *MOSFET's*.

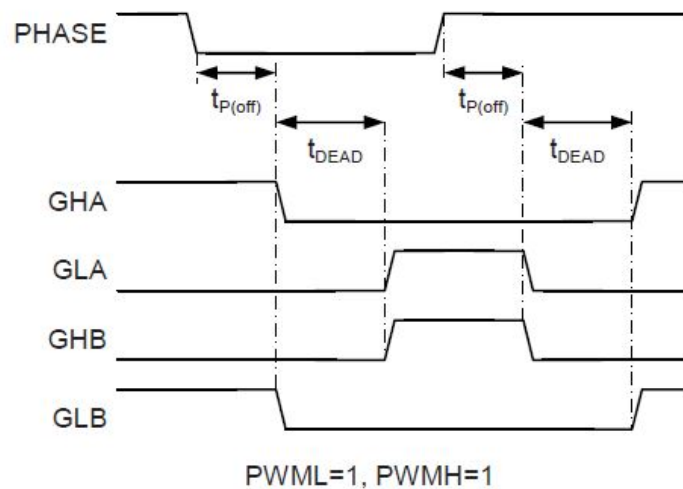


Figura 4.29: Tempo da *gate* do *driver* para um decaimento rápido.

Pela figura 4.29, pode verificar-se que, quando os *MOSFET's* Q1 e Q4 estão ativos (na região de saturação), os *MOSFET's* Q2 e Q3, apresentados na figura 4.23 estão desativos (na região de corte) e vice-versa, permitindo assim obter o funcionamento desejado de um inversor de ponte completa. Verifica-se também a presença do *dead-time*, que permite desligar todos os *MMOSFET's*, antes de ocorrer a próxima transição.

A simplificação do esquema de montagem do inversor é apresentada na figura 4.30.

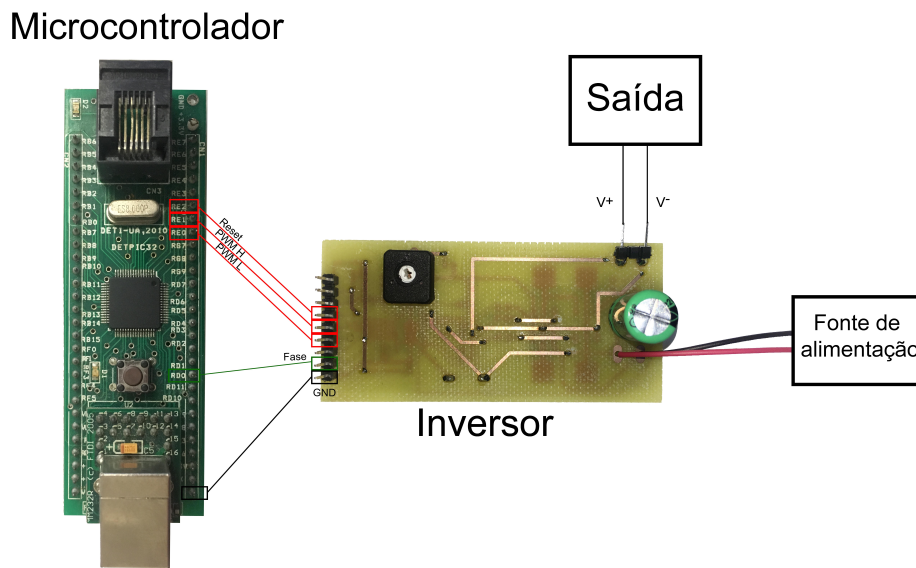
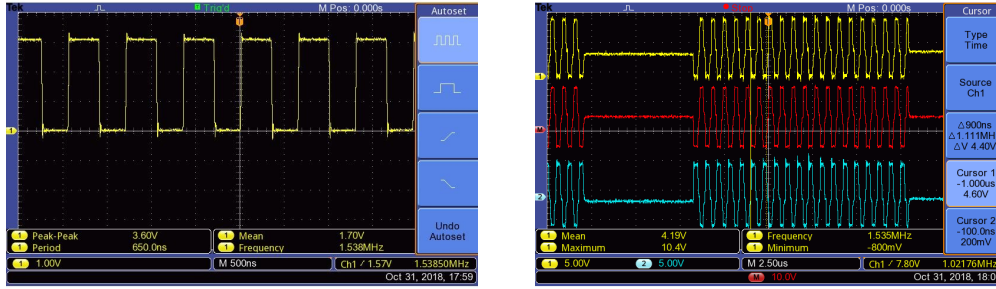


Figura 4.30: Simplificação do esquema de montagem do Inversor.

Na figura 4.30, a porta VSS da *pic* vai estar conetada ao pino *ground* do *driver*, representada pela cor preta. O sinal PWM gerado pelo micro-controlador é introduzido no pino *phase*, representado pela cor verde. Por fim, através dos pinos RE0 e RE1 é possível ativar os pinos PWM H e PWM L, representados pela cor vermelha, obtendo assim os resultados apresentados na Figura 4.29.

O pino *Reset* foi colocado a 1, através do pino RE2 do micro-controlador, permitindo ativar um regulador interno de tensão de 5V do driver A3941 assim como todos os seus circuitos internos.

De forma a comprovar o funcionamento do inversor desenvolvido, foi injetada, através de uma fonte de alimentação, uma tensão DC, VDD, de 10V, assim como, introduzida, uma resistência de baixo valor, 100Ω, à saída do circuito. O PWM foi programado para gerar um *duty-cycle* de 50% a 1.5 MHz.



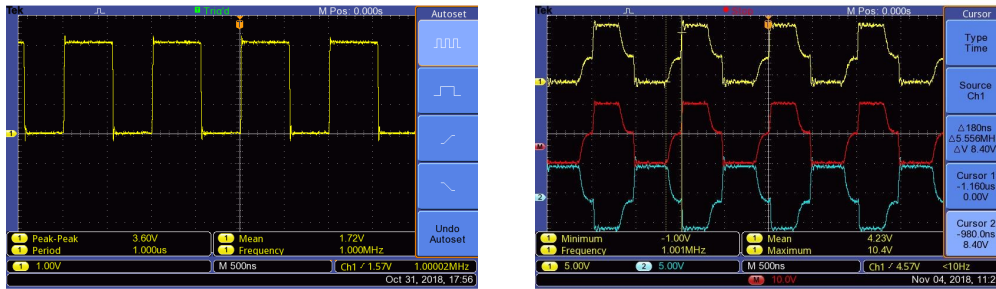
(a)

(b)

Figura 4.31: Resultados experimentais do inversor com um PWM de 50% a 1.5 MHz. (a) PWM à saída do micro-controlador. (b) PWM à saída do inversor.

Através da Figura 4.31a, pode verificar-se que o micro-controlador gera um PWM de 50% a 1.5 MHz, tal como era de esperar. Contudo, na Figura 4.31b, apesar de se verificar à saída do inversor também um PWM de 50% a 1.5 MHz, este está constantemente a ligar-se e desligar-se. Este facto ocorre, uma vez que o *driver* está a trabalhar no seu limite, ou seja, não permite um correto funcionamento a uma frequência de 1.5 MHz.

Assim sendo, optou-se por reduzir a frequência de operação para 1 MHz e verificar então o seu funcionamento.

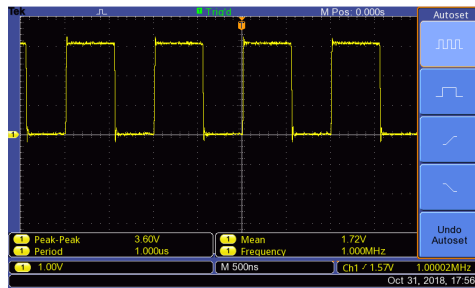


(a)

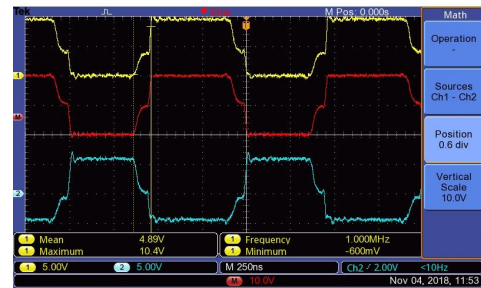
(b)

Figura 4.32: Resultados experimentais do inversor com um PWM de 50% a 1 MHz, com um tempo morto de 180 ns. (a) PWM à saída do micro-controlador. (b) PWM à saída do inversor.

A Figura 4.32 apresenta à saída do inversor, um tempo morto de 180 ns correspondente ao tempo morto máximo que o driver A3941 admite, de acordo com o *datasheet* do componente. Contudo, este tempo morto ainda é bastante longo para uma frequência de 1 MHz, ou seja, o sinal apenas vai estar ON e OFF durante 320 ns. Deste modo, através do potenciómetro apresentado na Figura 4.23, foi possível diminuir esse tempo morto até um determinado valor, que continuasse a permitir um correto funcionamento do *driver*.



(a)



(b)

Figura 4.33: Resultados experimentais do inversor com um PWM de 50% a 1 MHz, com um tempo morto de 100 ns. (a) PWM à saída do micro-controlador. (b) PWM à saída do inversor.

A Figura 4.33b demonstra que foi possível reduzir o tempo morto até 100 ns, permitindo obter assim melhores resultados para uma frequência de 1 MHz.

#### 4.4.2 Retificador

Para a simulação do Retificador de díodos de ponte completa, introduziu-se uma resistência de baixo valor, 100  $\Omega$ , à saída do circuito e aplicou-se o sinal proveniente do inversor, apresentado anteriormente, à entrada do retificador, tal como demonstra a Figura 4.34.

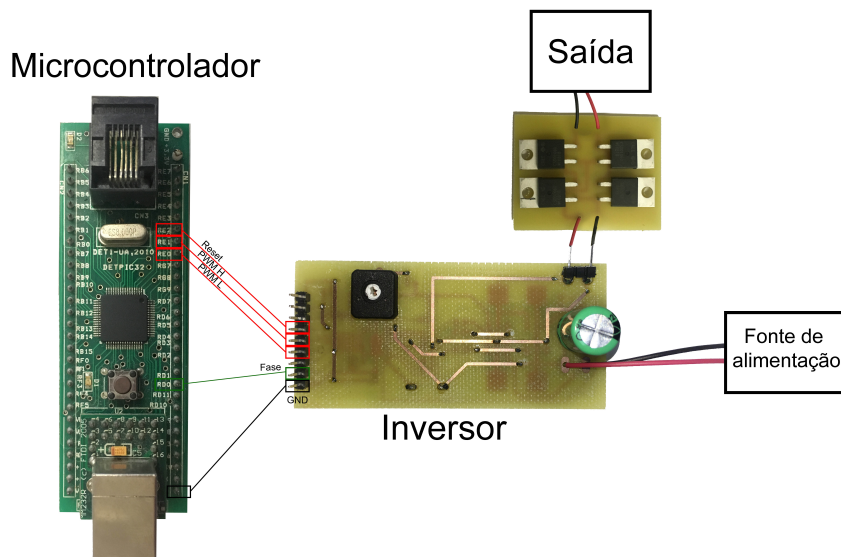
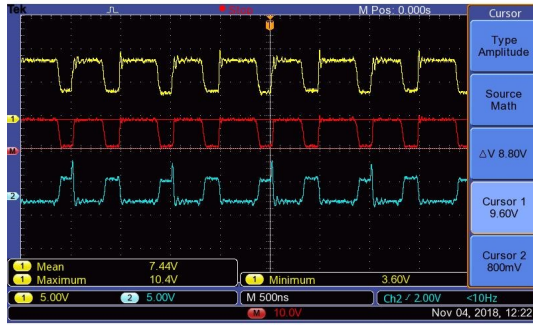


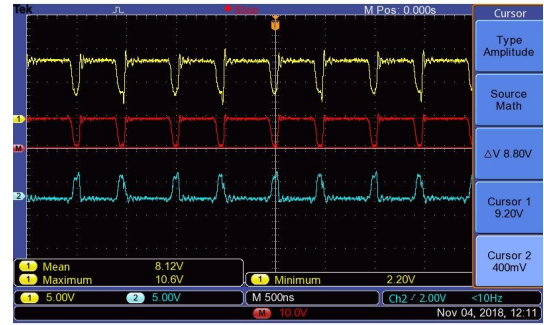
Figura 4.34: Simplificação do esquema de montagem do retificador.

Para verificar o comportamento do retificador foram realizados dois testes, para um tempo morto de 180 ns e de 100 ns, cujos resultados constam na Figura 4.35.





(a)



(b)

Figura 4.35: Resultados à saída do retificador de ponte completa de díodos. (a) tempo morto de 180 ns. (b) tempo morto de 100 ns.

Na figura 4.35, a onda a vermelho corresponde à subtração das ondas das tensões  $V_{out+}$  e  $V_{out-}$ , obtidas à saída do retificador. Dado que, para um tempo morto de 180 ns, os *MOSFET*'s permanecem desligados durante um longo período de tempo, face à frequência de operação, à saída do retificador, verifica-se uma queda de tensão de 0 V durante um longo período tempo. Assim, ao reduzir-se o valor do tempo morto para 100 ns, reduzir-se-á o período de tempo em que a tensão apresenta 0 V, à saída do retificador, tal como demonstra a Figura 4.35b.

Uma solução para a obtenção de uma tensão contínua à saída do retificador passa, pela introdução de um filtro à sua saída, permitindo assim fornecer uma corrente contínua à bateria do veículo.

A Figura seguinte apresenta o *setup* de simulação final.

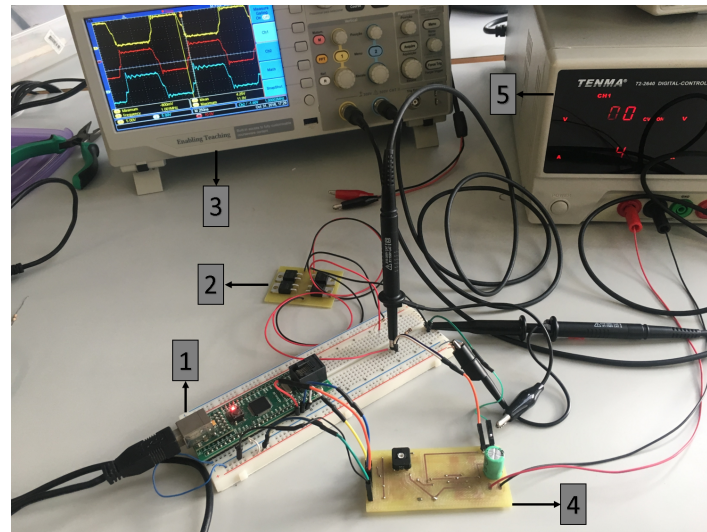


Figura 4.36: *Setup* de simulação do Inversor. (1) micro-controlador; (2) retificador; (3) osciloscópio; (4) inversor; (5) fonte de alimentação.



### 4.4.3 Observações

A transferência de energia sem fios dinâmica, com possível aplicação a veículos elétricos, é um tema bastante recente. A investigação está pois, a dar os primeiros passos e a quantidade e a qualidade de estudos disponíveis é bastante escassa. Tentar elaborar uma validação prática do sistema foi um enorme desafio.

Dentro do tempo limitado para a realização deste projeto, não foi possível reunir todas as condições de segurança necessárias para a concretização dos testes experimentais. Deste modo, optou-se, numa primeira fase, pela elaboração de um inversor e um retificador de alta frequência.

Numa primeira abordagem, realizaram-se testes para verificar o funcionamento dos conversores à frequência requerida pelo projeto, mas com valores de tensão e corrente bastante abaixo dos valores obtidos pela simulação, Figura 4.18. Assim sendo, para realizar os testes com valores de tensões e correntes coerentes com a referida figura, seria necessário, não só substituir a resistência de  $100\Omega$  por uma de alta potência, permitindo suportar a corrente desejada, mas também encontrar uma fonte de alimentação que permitisse atingir a tensão requerida, e ainda substituir o díodo de proteção do circuito, visto que o díodo 1N4148, escolhido para realização dos testes, apenas suporta uma corrente de 450 mA.

Na realização dos testes do inversor, verificou-se que o *driver* escolhido não suportava a frequência de operação requerida pelo projeto, e apresentava um tempo morto bastante elevado. Contudo, reduziu-se a frequência de operação para 1 MHz e, com a ajuda de um potenciômetro, reduziu-se o tempo morto para 100 ns. Nestas condições, os resultados obtidos superaram as expectativas, visto que foi possível utilizar o *driver* para obter um *duty-cycle* de 50%, alimentado por uma tensão DC. Por ser um *driver* de ponte completa, permitiu ajustar automaticamente as *gates* dos *MOSFET's*, facilitando, assim, a implementação do inversor.

Apesar de o *datasheet* do *driver* indicar que este suporta a corrente desejada (cerca de 2 A), na realização dos testes observou-se, mesmo com correntes abaixo de 500 mA, um ligeiro aquecimento do componente. Este fenómeno deveu-se ao facto de, na construção do PCB, não se ter acoplado um *patch* para dissipação de energia.

Concluindo, verificou-se que, apesar do inversor desenvolvido não estar preparado para funcionar de acordo com as especificações requeridas para o sistema, obtiveram-se resultados bastante satisfatórios, que permitem ser uma base para a sua evolução.



## Capítulo 5

# Conclusão

Num mundo em constante evolução, soluções ecológicas procuram-se... Só combinando estratégias se permitirá um desenvolvimento industrial sustentável. Urge, portanto e indubitavelmente, reduzir o consumo de combustível.

Em pleno século XXI, os veículos elétricos manifestam-se como a solução viável para a redução deste consumo e para a redução dos gases. As baterias que os movimentam são, pois, o caminho para a concretização destes objetivos.

Na verdade, o mercado tem-se revolucionado e já oferece, para condução, uma gama de veículos que apresenta um desempenho de excelência combinado com tecnologia de ponta.

Porém, o maior entrave continua mesmo a ser a bateria, sendo este o elemento mais dispendioso da viatura. Acresce que a sua autonomia é bastante limitada. Assim sendo, a procura de soluções tecnológicas que permitam ultrapassar esta barreira tem sido uma constante.

É neste âmbito que surge esta dissertação, cujo principal objetivo é o estudo da transferência de energia sem fios dinâmica, que possibilite o carregamento do veículo em movimento. Desta forma, permitir-se-á aumentar a autonomia dos automóveis, reduzir as suas baterias e, consequentemente, o custo dos mesmos.

Para a simulação do sistema, apresenta-se uma proposta de estrutura horizontal de placas. O transmissor, que será colocado no lado da estrada, é constituído por placas de metal, que permitirão transferir energia para o recetor, através de campos elétricos. O recetor, que será colocado no lado veículo, também constituído por placas de metal, mas de comprimento inferior ao transmissor, deslocar-se-á ao longo do transmissor, permitindo fornecer energia à bateria do automóvel.

Uma vez que a distância entre o veículo e a estrada é grande, o sistema apresenta um fraco acoplamento, comprometendo assim a eficiência do sistema. De forma a conseguir transferir altas potências, várias redes de compensação foram estudadas, sendo a topologia de compensação LCLC a que apresentou melhores resultados, permitindo ajustar os parâmetros do sistema, transferindo altas potências sem afetar a eficiência.

Para a realização dos testes experimentais foi desenvolvido um protótipo de modo a poder verificar-se, não só agora, como no futuro, o comportamento do sistema, variando uma série de parâmetros, nomeadamente: a distância entre o transmissor e o recetor; a distância entre os transmissores e os recetores; o movimento do recetor ao longo do transmissor; e, também, a aplicação de placas com dimensões ligeiramente superiores às apresentadas neste projeto.

Foi também desenvolvido e testado um inversor e um retificador de alta frequência.

Como o tempo para a realização do projeto foi limitado, não foi possível realizar testes práticos para validar o sistema proposto. Apesar da investigação deste tipo de tecnologia estar agora a dar os primeiros passos, os resultados obtidos através das simulações, permitem demonstrar que é possível transferir altas potências no sistema. Resultados estes que tornam a tecnologia de transferência de energia sem fios capacitiva bastante promissora.

Há, no entanto, imensos desafios relacionados com o desempenho, o custo e a segurança que precisam de ser superados para que a utopia de carregamento dinâmico de veículos elétricos sem fios possa ser uma realidade.

## 5.1 Trabalho Futuro

Sendo esta dissertação um *pontapé de saída* para o estudo desta tecnologia, existem diversos aspetos que necessitam de ser melhorados.

É necessário ter uma especial atenção ao meio laboratorial escolhido, para a realização dos testes práticos. Visto que estamos a trabalhar com potências extremamente elevadas, como tensões geradas nos componentes igualmente altas, é necessário ter um cuidado acrescido quando pretendemos realizar os testes do sistema projetado. Através do simulador de *Software Maxwell*, conseguimos ter uma perceção da distribuição do campo elétrico gerada à volta do acoplador, de acordo com as especificações do projeto. Esta ferramenta permite assim, ilustrar uma distância mínima que o investigador deve respeitar em relação ao acoplador, garantindo a sua segurança.

A distribuição do campo elétrico gerada pelo acoplador é, deste modo, um tópico de grande relevância, quando pretendemos aplicar o projeto ao carregamento de veículos elétricos. Um dos aspetos que é necessário ter em conta é o isolamento entre o recetor e os ocupantes da viatura, pois o recetor é colocado no veículo, gera elevadas tensões para permitir a transferência de potências elevadas, e distribui uma distribuição de campo elétrico potencialmente prejudicial. Desta forma, será necessário realizar um estudo mais profundo sobre as redes de compensação, permitindo diminuir a tensão das placas, mantendo uma elevada potência e eficiência do sistema.

Em relação aos conversores, verificou-se que o inversor apresentava um tempo morto relativamente grande para elevadas frequências, como também apenas permitia um bom funcionamento a uma frequência de 1 MHz, frequência esta ligeiramente abaixo da projetada. Assim sendo, será também necessário escolher um *driver*, que permita um tempo morto bastante inferior ao apresentado no A3941, e que permita também um correto funcionamento para frequências ligeiramente superiores.

Por fim, e já a pensar numa aplicação real, é necessário ter em atenção o campo elétrico gerado entre o transmissor e o recetor. O sistema desenvolvido deve ser capaz de se autodesligar, sempre que algo se coloque entre o transmissor e o recetor, seja um objeto ou um ser vivo, caso contrário esse objeto será danificado e o ser vivo poderá correr risco de vida, devido ao elevado campo elétrico.

# Bibliografia

- [1] Nuno Borges Carvalho, Apostolos Georgiadis, Alessandra Costanzo, Hendrik Rogier, Ana Collado, José Angel García, Stepan Lucyszyn, Paolo Mezzanotte, Jan Kracek, Diego Masotti, Alírio Soares Boaventura, María de las Nieves Ruíz Lavín, Manuel Piñuela, David Yates, Paul Mitcheson, Milos Mazanek, and Vitezslav Pankrac. Wireless power transmission: R and d activities within europe. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 62(4):1031–1045, April 2014.
- [2] Siqi Li and Chunting Chris Mi. Wireless power transfer for electric vehicle applications. *IEEE journal of emerging and selected topics in power electronics*, 3(1):4–17, 2015.
- [3] Philip Lange. *Key figures on Europe*. The name of the publisher, Luxemburgo, 2017.
- [4] H Kamath. Program on technology innovation: Impact of wireless power transfer technology: Initial market assessment of evolving technologies. *Electric power research institute, Palo Alto, CA, Rep*, 1020562, 2009.
- [5] Ricardo Dias Fernandes. *Transmissão de Energia sem fios Baseada em Acoplamento Elétrico Ressonante*. PhD thesis, University of Aveiro, Aveiro, Portugal, 2016.
- [6] Jearl Walker et al. *Fundamentals of physics*. Wiley, 2015.
- [7] Chen Deqing, Wang Lifang, Liao Chenling, and Guo Yanjie. The power loss analysis for resonant wireless power transfer. In *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*, pages 1–4. IEEE, 2014.
- [8] SBS. wireless charging base. <http://www.sbsmobile.it/en-gb/products/power-cables/in-home/3164-wireless-charging-base.html?color=25-color-black>, 2018. Online; Acesso Novembro 5, 2018.
- [9] João Filipe Vieira Aguiar. Transferência de energia sem fios para carregamento de baterias. Master’s thesis, University of Minho, 2013.
- [10] Hua Zhang, Fei Lu, Heath Hofmann, Weiguo Liu, and Chunting Chris Mi. A four-plate compact capacitive coupler design and lcl-compensated topology for capacitive power transfer in electric vehicle charging application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(12):8541–8551, 2016.
- [11] Ashish Kumar, Saad Pervaiz, Chieh-Kai Chang, Sean Korhummel, Zoya Popovic, and Khurram Afridi. Investigation of power transfer density enhancement in large air-gap capacitive wireless power transfer systems. In *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2015 IEEE*, pages 1–4. IEEE, 2015.

- [12] Fei Lu, Hua Zhang, and Chris Mi. A review on the recent development of capacitive wireless power transfer technology. *Energies*, 10(11):1752, 2017.
- [13] Eugenio Culurciello and Andreas Andreou. Capacitive inter-chip data and power transfer for 3-d vlsi. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 53(12):1348–1352, 2006.
- [14] Amir Sodagar and Parviz Amiri. Capacitive coupling for power and data telemetry to implantable biomedical microsystems. In *Neural Engineering, 2009. NER’09. 4th International IEEE/EMBS Conference on*, pages 411–414. IEEE, 2009.
- [15] Rangarajan Jegadeesan, Kush Agarwal, Yong-Xin Guo, Shih-Cheng Yen, and Nitish V Thakor. Wireless power delivery to flexible subcutaneous implants using capacitive coupling. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 65(1):280–292, 2017.
- [16] Doron Shmilovitz, Alexander Abramovitz, and Iser Reichman. Quasi-resonant led driver with capacitive isolation and high pf. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(3):633–641, 2015.
- [17] Aiguo Patrick Hu, Chao Liu, and Hao Leo Li. A novel contactless battery charging system for soccer playing robot. In *Mechatronics and Machine Vision in Practice, 2008. M2VIP 2008. 15th International Conference on*, pages 646–650. IEEE, 2008.
- [18] Tarek Mostafa, Aam Muharam, and Reiji Hattori. Wireless battery charging system for drones via capacitive power transfer. In *Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 2017 IEEE PELS Workshop on*, pages 1–6. IEEE, 2017.
- [19] Daniel Ludois, Justin Reed, and Kyle Hanson. Capacitive power transfer for rotor field current in synchronous machines. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(11):4638–4645, 2012.
- [20] Jiejian Dai and Daniel Ludois. Capacitive power transfer through a conformal bumper for electric vehicle charging. *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron*, 4(3):1015–1025, 2016.
- [21] Jinguook Kim and Franklin Bien. Electric field coupling technique of wireless power transfer for electric vehicles. In *TENCON Spring Conference, 2013 IEEE*, pages 267–271. IEEE, 2013.
- [22] Naoki Sakai, Daiki Itokazu, Yoshiki Suzuki, Sonshu Sakihara, and Takashi Ohira. One-kilowatt capacitive power transfer via wheels of a compact electric vehicle. In *Wireless Power Transfer Conference (WPTC), 2016 IEEE*, pages 1–3. IEEE, 2016.
- [23] Van-Binh Vu, Luqman Bin Mohamad Kamal, Jasper Tay, Volker Pickert, Mohamed Dahidah, Thillainathan Logenthiran, and Van-Tung Phan. A multi-output capacitive charger for electric vehicles. In *Industrial Electronics (ISIE), 2017 IEEE 26th International Symposium on*, pages 565–569. IEEE, 2017.
- [24] Chun Rim and Chris Mi. *Wireless power transfer for electric vehicles and mobile devices*. John Wiley & Sons, 2017.

- [25] Brandon Regensburger, Ashish Kumar, Sreyam Sinha, Kate Doubleday, Saad Pervaiz, Zoya Popovic, and Khurram Afridi. High-performance large air-gap capacitive wireless power transfer system for electric vehicle charging. In *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2017 IEEE*, pages 638–643. IEEE, 2017.
- [26] Kate Doubleday, Ashish Kumar, Brandon Regensburger, Saad Pervaiz, Sreyam Sinha, Zoya Popovic, and Khurram K Afridi. Multi-objective optimization of capacitive wireless power transfer systems for electric vehicle charging. In *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2017 IEEE 18th Workshop on*, pages 1–8. IEEE, 2017.
- [27] Kai Song, Kim Ean Koh, Chunbo Zhu, Jinhai Jiang, Chao Wang, and Xiaoliang Huang. A review of dynamic wireless power transfer for in-motion electric vehicles. 06 2016.
- [28] Ieee standard for safety levels with respect to human exposure to radio frequency electromagnetic fields, 3 khz to 300 ghz. *IEEE Std C95.1-2005 (Revision of IEEE Std C95.1-1991)*, pages 1–238, April 2006.
- [29] Deepak Rozario, Najath Abdul Azeez, and Sheldon S Williamson. Analysis and design of coupling capacitors for contactless capacitive power transfer systems. In *Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), 2016 IEEE*, pages 1–7. IEEE, 2016.
- [30] Fei Lu, Hua Zhang, Heath Hofmann, and Chunting Chris Mi. A double-sided lc-compensation circuit for loosely coupled capacitive power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2):1633–1643, 2018.
- [31] Jiejian Dai and Daniel Ludois. Single active switch power electronics for kilowatt scale capacitive power transfer. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(1):315–323, 2015.
- [32] Yusmarnita Yusop, Huzaimah Husin, Shakir Saat, Sing Kiong Nguang, and Zamre Ghani. Class-e lccl for capacitive power transfer system. In *Power and Energy (PECon), 2016 IEEE International Conference on*, pages 428–433. IEEE, 2016.
- [33] Bo Choi, Duy Nguyen, Seung Yoo, Ji Kim, and Chun T Rim. A novel source-side monitored capacitive power transfer system for contactless mobile charger using class-e converter. In *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2014 IEEE 79th*, pages 1–5. IEEE, 2014.
- [34] Mitchell Kline, Igor Izyumin, Bernhard Boser, and Seth Sanders. Capacitive power transfer for contactless charging. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, pages 1398–1404. IEEE, 2011.
- [35] Fei Lu, Hua Zhang, and Chris Mi. A two-plate capacitive wireless power transfer system for electric vehicle charging applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(2):964–969, 2018.
- [36] Hua Zhang, Fei Lu, Heath Hofmann, and Chris Mi. A loosely coupled capacitive power transfer system with lc compensation circuit topology. In *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE*, pages 1–5. IEEE, 2016.

- [37] Fei Lu, Hua Zhang, Heath Hofmann, and Chris Mi. A double-sided lclc-compensated capacitive power transfer system for electric vehicle charging. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(11):6011–6014, 2015.
- [38] Fei Lu, Hua Zhang, Heath Hofmann, and Chris Mi. A clc-compensated high power and large air-gap capacitive power transfer system for electric vehicle charging applications. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016 IEEE*, pages 1721–1725. IEEE, 2016.
- [39] Sreyam Sinha, Ashish Kumar, Saad Pervaiz, Brandon Regensburger, and Khurram Afridi. Design of efficient matching networks for capacitive wireless power transfer systems. In *Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL), 2016 IEEE 17th Workshop on*, pages 1–7. IEEE, 2016.
- [40] Kate Doubleday, Ashish Kumar, Sreyam Sinha, Brandon Regensburger, Saad Pervaiz, and Khurram Afridi. Design tradeoffs in a multi-modular capacitive wireless power transfer system. In *Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 2016 IEEE PELS Workshop on*, pages 35–41. IEEE, 2016.
- [41] Deepak Rozario, Najath Abdul Azeez, and Sheldon Williamson. Comprehensive review and comparative analysis of compensation networks for capacitive power transfer systems. In *Industrial Electronics (ISIE), 2016 IEEE 25th International Symposium on*, pages 823–829. IEEE, 2016.
- [42] Ashish Kumar, Sreyam Sinha, Alihossein Sepahvand, and Khurram Afridi. Improved design optimization for high-efficiency matching networks. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1):37–50, 2018.
- [43] Lixiang Jackie Zou, Aiguo Patrick Hu, and Yu-gang Su. A single-wire capacitive power transfer system with large coupling alignment tolerance. In *Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 2017 IEEE PELS Workshop on*, pages 93–98. IEEE, 2017.
- [44] Adel S Sedra and Kenneth C Smith. *Microelectronics circuits*, fifth international student edition, 2004.
- [45] Hua Zhang, Fei Lu, Heath Hofmann, Weiguo Liu, and Chunting Chris Mi. Six-plate capacitive coupler to reduce electric field emission in large air-gap capacitive power transfer. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(1):665–675, 2018.
- [46] Fei Lu, Hua Zhang, Heath Hofmann, Ying Mei, and Chris Mi. A dynamic capacitive power transfer system with reduced power pulsation. In *Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (WoW), 2016 IEEE PELS Workshop on*, pages 60–64. IEEE, 2016.
- [47] Deepak Rozario. *Design of contactless capacitive power transfer systems for battery charging applications*. PhD thesis, 2016.